



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

**DESARROLLO DE UNA ANTENA RADAR A 77GHZ PARA
AUTOMOCIÓN**

Andrea Inés Ortigosa

Ramón Gonzalo García

Pamplona, 15 de Noviembre de 2013



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

**DESARROLLO DE UNA ANTENA RADAR A 77GHZ PARA
AUTOMOCIÓN**

Andrea Inés Ortigosa

Ramón Gonzalo García

Pamplona, 15 de Noviembre de 2013

AGRADECIMIENTOS

Aprovecho estas líneas para expresar mi agradecimiento a todos los que, de una forma u otra, han hecho posible la realización de este proyecto y me han ayudado a llegar hasta aquí.

En primer lugar me gustaría dar las gracias a Ramón Gonzalo, por haberme dirigido el proyecto final de carrera, por sus atenciones, por el tiempo invertido y por ayudarme con todos los problemas que han ido surgiendo a lo largo del proceso.

De igual manera, agradecer a Belén Larumbe, Gonzalo Crespo, Jorge Teniente y Juan Carlos Iriarte la ayuda prestada en ciertos momentos.

Por supuesto a mi familia, a mis padres y a mi novio, por estar ahí siempre, por apoyarme en los momentos más duros y por su comprensión y paciencia a lo largo de todos estos años.

Y por último, a mis amigos, por los buenos momentos y por permitirme desconectar de mis estudios cuando las cosas no funcionaban como debían.

ÍNDICE

ÍNDICE	7
CAPÍTULO 1. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS	10
1.1 MARCO DEL PROYECTO.....	10
1.2 OBJETIVOS DEL PROYECTO.....	12
1.3 CONTENIDOS.....	12
CAPÍTULO 2. ANTENAS COMPOSITE RIGHT/LEFT-HANDED (CRLH) LEAKY WAVE.....	14
2.1 INTRODUCCIÓN.....	14
2.2 ANTENAS LEAKY-WAVE	14
2.3 METAMATERIALES.....	21
CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL SISTEMA RADIANTE	31
3.1 INTRODUCCIÓN	31
3.2 ESTRUCTURA TIPO 1.....	31
3.3 ESTRUCTURA TIPO 2.....	47
CAPÍTULO 4. ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA RADIANTE.....	68
4.1 INTRODUCCIÓN	68
4.2 DISEÑO	70
CAPÍTULO 5. CONFIGURACIÓN FINAL DEL SISTEMA RADIANTE.....	87
5.1 INTRODUCCIÓN	87
5.2 UNIÓN DE AMBAS PIEZAS	87
5.3 CARACTERIZACIÓN REAL	91
5.4 RESULTADOS FINALES	100
CAPÍTULO 6. FABRICACIÓN DE LA ESTRUCTURA RADIANTE	110
6.1 FABRICACIÓN DE LA ANTENA.....	110
6.2 FABRICACIÓN DEL FLANGE.....	115
6.3 MONTAJE Y RESULTADO FINAL	120
CAPÍTULO 7. MEDIDAS EXPERIMENTALES.....	121
7.1 INSTRUMENTACIÓN	121
7.2 MEDICIÓN DEL PARÁMETRO S_{11}	124
7.3 MEDICIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN	125
CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	128
ANEXO I	130
BIBLIOGRAFÍA.....	132

CAPÍTULO 1. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

1.1 MARCO DEL PROYECTO

En las últimas tres décadas el objetivo de los fabricantes de coches ha sido hacer la conducción más segura, liberando para ello al conductor de tareas monótonas y de la toma de decisiones en complejos escenarios de tráfico para incrementar la seguridad y el confort. Esta funcionalidad, es llamada hoy en día, sistemas de asistencia a la conducción [HAS12].

Existen dos tipos de sistemas de asistencia para conductores, los activos y los pasivos. Los sistemas pasivos sólo actúan en un cierto escenario concreto, mientras que los activos pueden influenciar directamente en la dinámica del vehículo.

Los sistemas de asistencia a la conducción necesitan sensores que reconozcan el escenario de tráfico que se produce alrededor del vehículo. Para este propósito se pueden utilizar diferentes tecnologías como lidar, video o dispositivos de mezclado fotónico (Photonic Mixer Device, PMD), aunque la más usada es radar. Debido a ello, el mercado de sistemas de asistencia para conductores basado en sensores de radar con tecnología de ondas milimétricas va creciendo cada día.

El término radar deriva del acrónimo inglés Radio Detection and Ranging (detección y medición de distancias por radio). Es un sistema que usa ondas electromagnéticas para medir distancias, altitudes, direcciones y velocidades de objetos estáticos o móviles como aeronaves, barcos, vehículos motorizados, formaciones meteorológicas y el propio terreno. Su funcionamiento se basa en emitir un impulso de radio, que se refleja en el objetivo y se recibe típicamente en la misma posición del emisor. A partir de este "eco" se puede extraer gran cantidad de información.

El radar puede medir la distancia radial y la velocidad de objetos remotos con una gran precisión. Usando más de un canal receptor o transmisor, se puede obtener información angular adicional.

En el sector de automoción el radar es una tecnología clave, especialmente debido a sus ventajas inherentes como la independencia de las condiciones climáticas y a la adquisición directa de la velocidad y posición del vehículo si se compara con sensores alternativos como el video, el láser o los ultrasonidos. Estos sistemas son muy importantes a la hora de salvar vidas, ya que según las estadísticas, el 75% de todos los accidentes de tráfico son debidos a una colisión de baja velocidad.

Debido a estas razones el radar ha sido identificado como la tecnología más prometedora para las funciones de asistencia al conductor [TOK03].

A partir del año 2003 la mayoría de los fabricantes de coches empezaron a ofrecer en sus gamas más altas servicios de radar, estos servicios se basaban fundamentalmente en medir la velocidad

y la distancia al vehículo anterior y de esta manera regular la distancia de forma automática (ACC-adaptative cruise control).

Hoy en día, los sistemas de asistencia a la conducción están disponibles en los coches de gama media y se va produciendo un incremento de esta tecnología en los nuevos coches, lo que lleva consigo una disminución del precio de dicha tecnología. En la actualidad existen en el mercado varios productos comerciales trabajando en las banda de 24 GHz y 77 GHz: DISTRONIC de Mercedes, Delphi, TRW,... Estos dos sistemas pueden combinarse, de forma que el sistema de 24 GHz actúe como radar de corto alcance (SRR) y el de 77 GHz como radar de largo alcance (LRR). Este tipo de sistemas trabajan con un ancho de banda de 1 GHz. Sin embargo, para obtener sistemas radar de alta resolución, necesaria para obtener la separación suficiente entre objetos, debemos disponer de 4GHz de ancho de banda.

Para la operación de sensores radares en automoción ha surgido una nueva banda frecuencial que se extiende desde 77GHz hasta 81GHz, ofreciendo así el ancho de banda de 4GHz necesario en este tipo de sistemas. Sin embargo, la máxima potencia a transmitir ha sido reducida en comparación con la de la banda estrecha de 77-76GHz.

La regulación frecuencial está sujeta a continuos cambios, debido a que existen órganos reguladores como el FCC en EE.UU. y CEPT en Europa, además cada país tiene su propia regulación, que a veces puede entrar en conflicto con las regulaciones de países vecinos. Por el momento ambas bandas frecuenciales están disponibles tanto en EE.UU como en los países asociados al CEPT. Por lo que finalmente se ha optado por elegir la banda de 77-81GHz para el desarrollo de este tipo de sensores debido a que en EE.UU las transmisiones en la banda de 76-77GHz están limitadas por numerosos factores, como por ejemplo que el vehículo este o no en movimiento.

Uno de los factores más importantes a la hora de integrar los sensores es el tamaño de éstos. El tamaño de un sensor viene determinado por la apertura de la antena. Operar a 77GHz permite un tamaño de antena relativamente pequeño y además ofrece una buena resolución angular.

Otra de las ventajas de operar a 77GHz es que podemos combinar alta potencia transmitida y un gran ancho de banda, esta combinación permite operar en un amplio rango y con una alta distancia de separación a la vez. Los límites para la densidad espectral de potencia en la banda de frecuencias de 77-81GHz están definidos y dados como -3 dBm/MHz (EIRP) densidad espectral de potencia máxima, asociada con un límite de pico de +55dBm (EIRP). Además la densidad media de potencia máxima permitida fuera del vehículo es de -9dBm/MHz.

A partir de 2013 los coches deberán equiparse con sensores RADAR operando tanto en banda estrecha, a 77GHz, como con 79GHz UWB.

La ECC ha forzado el desarrollo de estos sistemas 79GHz UWB para dicha fecha con un tiempo por delante de 5 años. Las especificaciones del sistema deben ser las siguientes; el campo de visión deberá ser de +/-80grados, alcance 30m, la resolución en rango de 5cm, la precisión del haz de 5 grados.

Los retos fundamentales para poder conseguir un transceptor lo más integrado posible consisten en, diseñar un sistema de antenas capaz de cumplir con los requisitos de barrido y ancho de

banda, trabajando en tiempo real, mejorar las prestaciones de sensibilidad y relación señal ruido del receptor, realizar componentes trabando en el ancho de banda especificado, reducir el consumo de energía, reducir el coste.

1.2 OBJETIVOS DEL PROYECTO

Los objetivos específicos que se persiguen son los siguientes:

- Diseño de un sistema radiante (front-end) que cubra la banda de 77 a 81GHz con las especificaciones que se requieren para la aplicación de RADAR de UWB.
- Integración del sistema radiante con la rejilla del vehículo manteniendo las prestaciones del RADAR.
- Mejorar la sensibilidad del RADAR para la detección de personas.
- Obtención de un sistema radiante con mayor nivel de integración con las prestaciones requeridas.

Dentro de este proyecto se desarrollará un sistema radiante para aplicación RADAR en vehículo cumpliendo la normativa de los sistemas UWB de 79GHz:

- 4 GHz de ancho de banda
- Visión de +/- 80º
- Barrido electrónico
- Alcance de 30 metros.
- Resolución en rango de 5cm.
- Precisión del haz de 5º.

1.3 CONTENIDOS

El proyecto ha sido estructurado en capítulos. En este capítulo se presenta el marco en el que se va a desarrollar dicho proyecto y los objetivos que se persiguen. En el siguiente capítulo “Antenas RHLH Leaky-wave” se pretende dar a conocer la teoría necesaria, acerca de las antenas RHLH Leaky-Wave, para poder comprender el funcionamiento del diseño que vamos a realizar. En el capítulo 3 “Diseño del sistema radiante” se cuenta todo el proceso de diseño que se ha llevado a cabo hasta la consecución de la antena deseada. Una vez que la antena ya ha sido diseñada, necesitamos alimentarla, la explicación de la tecnología utilizada para este propósito y el desarrollo del proceso de diseño de la alimentación son presentadas en el capítulo 4 “Alimentación del sistema radiante”. En el momento en el que ya tenemos la parte de la alimentación y el diseño del sistema hay unirlos, el capítulo 5 “Configuración final del sistema radiante” cuenta cómo se realiza la unión del sistema radiante con la parte de la alimentación y se exponen los resultados teóricos finales. Concluida la parte del diseño de la estructura radiante pasamos a fabricarla, en el capítulo 6 “Fabricación de la estructura radiante” se informa de los métodos de fabricación empleados. El siguiente capítulo, el 7, “Medidas y resultados

experimentales de la estructura radiante”, expone como se han realizado las medidas experimentales y a su vez se presentan los resultados obtenidos comparándolos con los teóricos hallados en el capítulo 5. Y por último en el capítulo 8 se exponen las conclusiones finales obtenidas tras la realización del proyecto y se dan posibles claves para mejorar la estructura en un futuro.

CAPÍTULO 2. ANTENAS COMPOSITE RIGHT/LEFT-HANDED (CRLH) LEAKY WAVE

2.1 INTRODUCCIÓN

Las nuevas aplicaciones como stop & go ACC y los sistemas para evitar colisiones requieren un amplio FOV (field of view), mayor de $\pm 30^\circ$ con un rango máximo de 60m para manejar bien las situaciones. Además cabe recalcar de nuevo que el tamaño y el coste de fabricación son consideraciones muy importantes a tener en cuenta en las aplicaciones automovilísticas [HAS12] [SAT07b] [SAT06b].

Se ha demostrado que una antena left-handed (LH) leaky wave (LW) presenta radiación trasera. Además también se ha demostrado que una línea de transmisión balanced composite right/left-handed (CRLH) soporta tanto ondas hacia atrás como hacia adelante a altas frecuencias. En la región de ondas rápidas, la línea de transmisión CRLH puede trabajar como una antena LW con la funcionalidad de barrido frecuencial desde direcciones traseras hacia delanteras. Este interesante fenómeno es muy importante en aplicaciones de sistemas de radar que requieren un amplio barrido frecuencial [SAT07a] [LIM04] [SAS06].

Un problema que presentan las antenas CRLH LW es que la ganancia no es suficiente para sensores de radar debido a que la amplitud de la distribución de apertura del array de antenas no puede ser bien controlada en el modo LH.

2.2 ANTENAS LEAKY-WAVE

2.2.1 Introducción

Una antena Leaky-Wave es básicamente una estructura de guía onda que permite una fuga de potencia a lo largo de su longitud [OLI07].

Debido a esta pérdida de potencia, la guía leaky tiene una constante de propagación compleja, con una constante de fase β y una tasa de pérdidas también constante α , α es grande o pequeña dependiendo de si la pérdida por unidad de longitudes grande o pequeña. Una α grande implica que las pérdidas son grandes y esto a su vez produce que la apertura efectiva sea pequeña por lo que hace que el haz emitido sea muy ancho. El caso contrario provoca una gran apertura efectiva y un haz estrecho.

Cuando la apertura de la antena es finita y ha sido previamente fijada y α es pequeña, entonces la anchura del haz emitido queda determinado por la apertura y el valor de α influye sólo de manera secundaria en la anchura del haz. Bajo estas circunstancias la eficiencia de radiación está fuertemente condicionada por el valor de α .

Como la constante de fase β varia con la frecuencia, la dirección del haz varía también de la misma forma, haciendo así posible que las antenas Leaky-Wave puedan realizar un escaneo variando la frecuencia.

Mencionar también que en este tipo de antenas las pérdidas de potencia se van incrementando conforme nos alejamos de la estructura en la dirección transversal, hecho que ha generado controversia y ha dado lugar a que las ondas leaky sean llamadas también ‘improper’ o ‘nonspectral’.

Existen dos tipos básicos de antenas leaky-wave, dependiendo de si la geometría de la estructura es periódica o uniforme, en este caso nos centraremos en las de tipo periódico.

En las antenas leaky-wave de tipo periódico, se introduce una modulación periódica de guiado en la estructura, esta periodicidad es la que produce el leakage. La modulación periódica es en sí misma uniforme a lo largo de la longitud de la estructura, excepto por una pequeña reducción que se produce en el control de los lóbulos laterales en la dirección longitudinal. Un ejemplo típico de este tipo de estructuras es un dieléctrico rectangular con tiras de metal que forman estructuras periódicas en su superficie. El modo dominante es una onda lenta que no radia incluso cuando la estructura está abierta. La introducción de arrays periódicos produce una infinidad de armónicos, algunos de los cuales pueden ser más rápidos mientras que otros permanecen lentos, los armónicos rápidos son los que radian. Si quieres diseñar una antena que sólo radie un haz la estructura tiene que ser diseñada de tal manera que sólo el primer espacio armónico radie, es decir sea rápido ($n=-1$). Mediante este tipo de estructuras puedes realizar un barrido desde el cuadrante trasero hasta incluso parte del delantero.

El objetivo de las antenas leaky-wave es el de producir una pequeña pérdida de potencia por unidad de longitud, de esta manera cada elemento discontinuo del array periódico de elementos produce una pequeña carga en el modo principal de la guía. Los elementos individuales de este tipo de antenas están hechos intencionadamente de manera que sean no resonantes. En el proceso de diseño se ve a estas antenas como una ‘suave’ estructura equivalente con una constante de propagación compleja donde el array de elementos discontinuos es considerado como un todo para la realización del análisis.

2.2.2 Principios de diseño en antenas Leaky-Wave periódicas

La estructura física de una antena leaky-wave consiste en una guía de onda ranurada con una longitud L a lo largo de la cual se produce una pérdida de potencia. Las características de propagación del modo leaky en la dirección longitudinal (z) son dadas por la constante de fase β y la constante de leakage α , donde α mide la cantidad de potencia perdida (por lo tanto radiada) por unidad de longitud. La longitud L forma entonces la apertura de línea de la fuente de la antena, y la amplitud y la fase de la onda que viaja a través de dicha apertura quedan determinadas por los valores de β y α en función de z .

Los valores de α y β van a depender de la precisión de la geometría de la sección transversal de la guía de onda, la determinación de β y α en la mayoría de los casos es la parte más difícil del

diseño. Sin embargo conocer los valores de dichas constantes es esencial para cualquier procedimiento sistemático de diseño.

Una vez que α y β son conocidas en función de la frecuencia y de la geometría de la sección transversal, las características principales del comportamiento de la antena son halladas rápidamente. Algunas de estas características incluyen la dirección del haz, el ancho de haz, la eficiencia de radiación, la variación del ángulo de escaneo con la frecuencia y la reducción requerida de α para controlar los lóbulos laterales.

Una de las características más importantes de las antenas leaky-wave periódicas es que su modo predominante o fundamental es lento en comparación con la velocidad de la luz en el vacío, por lo que por el solo no produce radiación, necesita de una modulación periódica para hacerlo.

Efecto de la periodicidad en el comportamiento de escaneo

Para explicar de dónde proceden las pérdidas y para entender el comportamiento de escaneo en función de la frecuencia, hacemos referencia al concepto de armónicos espaciales. Suponemos que cogemos una guía de ondas dieléctrica y uniforme y colocamos un array de líneas metálicas periódicamente a lo largo de la guía. Antes de que las líneas metálicas sean añadidas, hay que elegir las dimensiones de la guía y la frecuencia de tal manera que el modo principal quede por encima de la frecuencia de corte, además hay que asegurar que $\beta > k_0$. Cuando el array de líneas metálicas es añadido, la periodicidad introduce una infinidad de armónicos espaciales, cada uno de ellos caracterizados por una constante de fase β_n y relacionado con los demás a través de

$$\beta_n d = \beta_0 d + 2n\pi \quad (2.1)$$

Donde d es el periodo y β_0 el espacio armónico fundamental, es básicamente el valor original de β del modo dominante pero perturbado en cierto modo en valor por las líneas metálicas añadidas. En resumen, el modo general sufre pérdidas si uno o más de los armónicos espaciales se vuelven rápidos.

Recordar que para que un espacio armónico sea rápido, necesitamos que se cumpla $\beta_n/k_0 < 1$; también sabemos que $\beta_0/k_0 > 1$. Si reescribimos la eq 2.1

$$\frac{\beta_n}{k_0} = \frac{\beta_0}{k_0} + \frac{2n\pi}{k_0 d} = \frac{\beta_0}{k_0} + \frac{n\lambda_0}{d} \quad (2.2)$$

Podemos ver que $|\beta_n/k_0|$ puede ser menor que la unidad si n es negativo y λ_0/d es adecuadamente elegida. Como queremos que sólo emita un haz elegimos $n=-1$.

Cuando la frecuencia es baja, todos los armónicos espaciales son lentos y no hay haces emitidos. Cuando la frecuencia alcanza el valor crítico para el cual el espacio armónico ($n=-1$) se convierte en rápido, el haz emitido emerge desde la parte trasera. Conforme la frecuencia va aumentando, el rayo oscila entre la parte trasera y la delantera mientras que a su vez sigue radiando en el cuadrante trasero.

Por otra parte la antena es útil sólo si radia un haz o rayo y el rango del cuadrante delantero es delimitado por la emergencia del rayo $n=-2$ o por el siguiente modo de la guía de onda justo por encima de la frecuencia de corte.

En las estructuras periódicas se presenta un problema cerca del lateral, aparece una región estrecha denominada “open stopband”. Llamamos “open stopband” a una región en la que los armónicos espaciales son cero, donde el valor de α se aproxima mucho a cero [BUR06]. En la práctica esto significa que, en el interior de esta región la cantidad de radiación cae sustancialmente, debido a que se encuentra un VSWR (*voltage standing wave ratio*) grande que determina un rango frecuencial en el que la radiación de la antena es fuertemente reducida. Este efecto se produce cuando un array de ranuras escanea desde atrás. Otra técnica usada para permitir el escaneo desde atrás en arrays consiste en usar pares de pistas en lugar de pistas únicas, donde el espacio entre elementos de cada par es $\lambda_{g0}/4$ para la frecuencia lateral, de tal manera que la onda reflejada en el lateral sea cancelada por el primer elemento de cada par, o sino por la onda reflejada por el segundo elemento.

Dirección del haz, ancho de haz y eficiencia de radiación

Estas características del comportamiento de las antenas se hallan directamente una vez conocidos los valores de α y β , y se puede dar una buena aproximación de ellas mediante el uso de unas simples relaciones. Primero vamos a tratar la dirección del haz y el ancho de haz:

$$\sin\theta_m \approx \frac{\beta_{-1}}{k_0} \quad (2.3)$$

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\left(\frac{L}{\lambda_0}\right) \cos\theta_m} \quad (2.4)$$

Donde

$$\beta_{-1} = \beta_0 - 2\pi/d \quad (2.5)$$

Cuando sustituimos la eq.2.5 en la eq.2.3

$$\sin\theta_m \approx \frac{\beta_0}{k_0} - \frac{2\pi}{k_0 d} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} - \frac{\lambda_0}{d} \quad (2.6)$$

Así, dependiente de como λ_0/d , donde d es el período, se compare con λ_0/λ_{g0} (o con β_0/k_0), el rayo puede apuntar al cuadrante trasero o delantero.

Y θ_m es el ángulo del máximo del haz, medido desde la dirección de broadside (perpendicular al eje de la guía onda leaky), L es la longitud de la antena leaky-wave, $\Delta\theta$ es el ancho del haz, y k_0 es el número de onda en el espacio libre ($= 2\pi/\lambda_0$). Ambos θ_m y $\Delta\theta$ se miden en radianes. El ancho de haz $\Delta\theta$ es determinado en un principio por la longitud de la antena L , pero también está influenciado por la amplitud de distribución de apertura del campo. Para una distribución de apertura constante, el único factor en el numerador debe ser reemplazado por 0.88; para una estructura leaky-wave que se mantiene uniforme a lo largo de su longitud, el factor suele ser 0.91.

La longitud de la antena L se selecciona normalmente de tal forma que para un valor dado de α , el 90% de la potencia se radie o que el 10% sea absorbido. Para un 90% de la potencia radiada obtenemos que

$$\frac{L}{\lambda_0} \approx \frac{0.18}{\alpha/k_0} \quad (2.7)$$

Esta relación simple y práctica proviene de

$$\frac{P(L)}{P(0)} = \exp(-2\alpha L) = \exp[-4\pi(\alpha/k_0)(L/\lambda_0)] \quad (2.8)$$

Donde $P(L)$ es la potencia residual en el modo leaky en $x=L$ y $P(0)$ es la potencia de entrada en $z=0$.

Si tanto α como L son fijadas de manera independiente, el porcentaje de potencia radiada se puede desviar significativamente del deseado 90%. De hecho, α es función de la frecuencia, por lo que la eficiencia de radiación cambiará en cierto modo como lo hace el haz cuando escanea frecuencialmente. La figura del 90% es normalmente aplicada para la mitad del rango de escaneo. Usando la eq.2.8 se puede obtener muy fácilmente una expresión para el porcentaje de potencia radiada.

$$\% \text{ de potencia radiada} = 100 \left[1 - \frac{L}{P(0)} \right] = 100 \{ 1 - \exp[-4\pi(\alpha/k_0)(L/\lambda_0)] \} \quad (2.9)$$

Diagrama de radiación

Como es habitual, el diagrama de radiación puede ser calculado realizando la transformada de Fourier de la distribución de apertura.

Cuando la geometría de la antena leaky-wave se mantiene constante a lo largo de su longitud, la distribución de campo consiste en una onda viajera con constantes α y β , lo que significa que la distribución de amplitud cae exponencialmente. Si la longitud de la antena es infinita, el diagrama de radiación $R(\theta)$ es dado por

$$R(\theta) \sim \frac{\cos^2 \theta}{(\alpha/k_0)^2 + (\beta/k_0 - \sin \theta)^2} \quad (2.10)$$

El cual no presenta ningún lóbulo lateral. Si la longitud de la antena es finita, la expresión de $R(\theta)$ se vuelve más complicada, y el diagrama posee lóbulos laterales lo que modifica la forma básica dada para una longitud infinita. Estas diferencias se pueden apreciar en las siguientes gráficas:

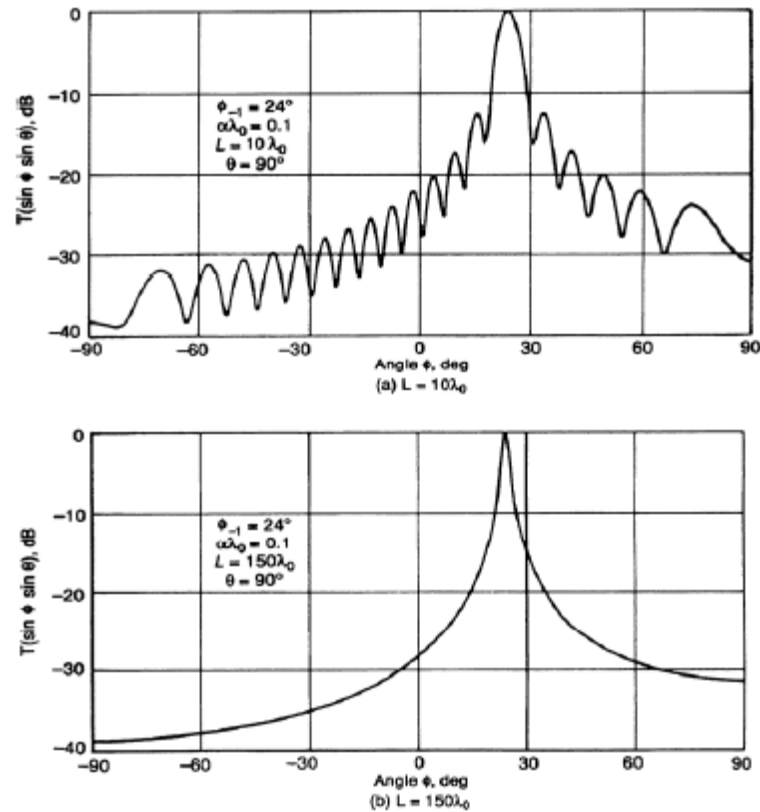


Fig. 2.2.1 Diagrama de radiación de las antenas leaky-wave que muestra los cambios en el comportamiento de los lóbulos laterales según varía el tamaño de la antena, **(a) Caso de 10λ** **(b) Caso de 100λ**

Podemos comprobar como conforme la longitud de la antena incrementa, la amplitud de los lóbulos laterales disminuye.

Para reducir enormemente el nivel de los lóbulos laterales y controlar el diagrama de radiación de otras maneras, es habitual reducir apropiadamente la amplitud de la distribución de apertura.

Control de la distribución de apertura para reducir los lóbulos laterales

El procedimiento para el diseño de una antena leaky-wave con un determinado diagrama de radiación es sencillo siguiendo los siguientes pasos. Primero, especificar el diagrama de radiación deseado, y después su correspondiente amplitud de distribución de apertura se determina mediante técnicas estándar de antenas. Luego, usando la expresión derivada a continuación, los valores de α/k_0 son calculados en función de la posición a lo largo de la antena en concordancia con la distribución de apertura previamente fijada. Al mismo tiempo β/k_0 debe mantenerse constante a lo largo de la longitud de tal manera que la radiación de todas las partes de la antena apunte en la misma dirección. Finalmente, por la teoría que relaciona α y β con la geometría de la estructura, calculamos la geometría en función de la posición a lo largo de la antena.

Cuando cambiamos la geometría de la sección transversal de la estructura que guía para modificar el valor de α en algún punto a lo largo de z , el valor de β en ese mismo punto se ve modificado ligeramente. Sin embargo, cuando β no debe cambiar, la geometría debe ser modificada más a fondo para restablecer el valor inicial de β , así α variará en cierta manera mientras que β

permanecería constante. En la práctica, la dificultad requiere que el proceso se realice en dos pasos para la mayoría de las antenas leaky-wave, aunque no resulta del todo mal.

El primer paso para realizar el diseño, es determinar la amplitud requerida del diagrama de distribución para el deseado diagrama de radiación, es un procedimiento estándar no específico de las antenas de tipo leaky-wave. El segundo paso es calcular el valor de $\alpha(z)$ correspondiente al diagrama de apertura encontrado en el paso previo, es directamente apropiado para antenas leaky-wave, y por eso presentamos a continuación una derivación de la expresión que necesitamos para el segundo paso.

La distribución de potencia a lo largo de la antena se puede expresar de la siguiente forma

$$P(z) = P(0) \exp \left[-2 \int_0^z \alpha(\zeta) d\zeta \right] \quad (2.11)$$

Donde $P(0)$ es la potencia en el punto de entrada, $z=0$ y ζ es la variable de integración. Derivando la eq.2.11 obtenemos que

$$-\frac{dP(z)}{dz} = 2\alpha(z)P(z) \quad (2.12)$$

Suponiendo ahora que el apertura de distribución deseada es $A(z)\exp(-j\beta z)$. Entonces podemos escribir

$$-\frac{dP(z)}{dz} = c|A(z)|^2 \quad (2.13)$$

Donde c es la constante de proporcionalidad. Comparando las eqs.2.12 y 2.13 llegamos a

$$2\alpha(z) = \frac{c|A(z)|^2}{P(z)} \quad (2.14)$$

Tras la integración de la eq.2.13 obtenemos, correspondiendo a dos pares de límites de integración, lo siguiente

$$c \int_0^L |A(\zeta)|^2 d\zeta = P(0) - P(L) \quad (2.15)$$

$$c \int_0^z |A(\zeta)|^2 d\zeta = P(0) - P(z) \quad (2.16)$$

A continuación usamos la eq.2.16 para sustituirla por $P(z)$ en la eq.2.14, y después empleamos la ec 2.15 para eliminar la constante de proporcionalidad c . Así obtenemos el resultado deseado:

$$2\alpha(z) = \frac{|A(z)|^2}{\frac{P(0)}{P(0) - P(L)} \int_0^L |A(\zeta)|^2 d\zeta - \int_0^z |A(\zeta)|^2 d\zeta} \quad (2.17)$$

Las unidades de α (z) en la eq.2.17 son nepers por unidad de longitud. Para obtener α (z) en decibelios por unidad, multiplicamos por 8.68. Si $P(L)$, la potencia residual al final de la apertura, es aproximadamente cero, notamos por la ecuación 11.15 que α (z) se incrementa en los puntos cercanos al final de la apertura, para z aproximadamente igual a L . Esta es la razón principal por la que es habitual que $P(L)/P(0)$ se igual a 0.1 o no mucho menor, con la potencia residual siendo absorbida en las cargas emparejadas evitando así la presencia de lóbulos traseros.

Consideraciones de alimentación

Los resultados tan precisos que se pueden obtener en teoría también pueden ser obtenidos en la práctica prestando la atención adecuada a la alimentación de las antenas leaky-wave.

Cuando la estructura de alimentación es una guía onda abierta, debemos examinar con sumo cuidado la situación. Esto es particularmente importante para las antenas leaky-wave periódicas que son básicamente superficie-onda-excitadas. El problema se extiende con la manera de como la onda básica de superficie es producida, más que con la transición del periodo de modulación. Las ondas de superficie están normalmente formadas por una estrecha transición desde una guía de onda cerrada, con el resultado de tener radiación espúrea asociada a la transición. Estas transiciones del sistema de alimentación pueden contribuir de manera significativa al diagrama de radiación y pueden arruinar el diseño en papel.

2.3 METAMATERIALES

2.3.1 INTRODUCCIÓN

Los metamateriales electromagnéticos (MTM) son definidos en términos generales como estructuras electromagnéticas homogéneas eficaces y artificiales con inusuales propiedades que no están disponibles en la naturaleza [CAL06].

Una estructura homogénea y eficaz es una estructura cuyo tamaño medio de celda p es mucho más pequeño que la longitud de onda de la guía λ_g , este tamaño medio debe ser al menos menor que un cuarto de la longitud de onda, $p < \lambda_g/4$. Esta condición es la llamada condición de homogeneidad eficaz, y es necesaria que se cumpla para asegurarnos que el fenómeno de refracción predominará sobre el fenómeno de difracción o scattering cuando una onda se propague en el interior de un medio metamaterial. Si la condición de homogeneidad eficaz se satisface, la estructura se comporta como un material real y la estructura es electromagnéticamente uniforme a lo largo de la dirección de propagación. Los parámetros constituyentes son la permitividad ϵ y la permeabilidad μ , que están relacionados con el índice de refracción mediante:

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r * \mu_r} \quad (3.1)$$

Donde ϵ_r y μ_r son la permitividad y permeabilidad relativas.

Las cuatro combinaciones posibles de signos del par (ϵ, μ) están reflejadas en el siguiente cuadro.

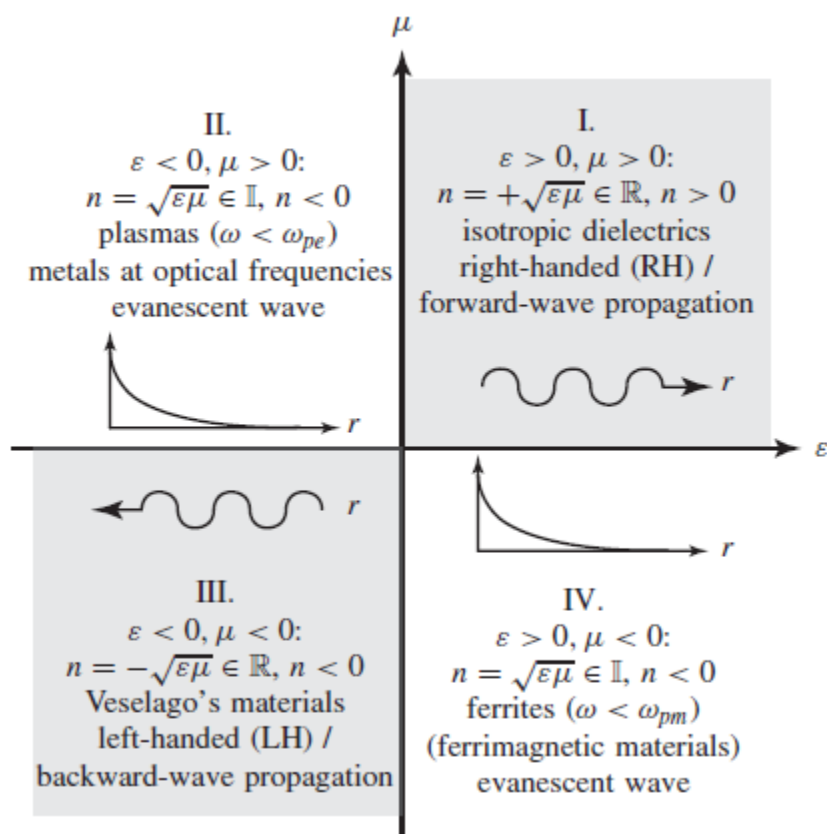


Fig. 2.3.1 Diagrama de permitividad-permeabilidad (ε - μ) e índice refractivo (n).

La combinación correspondiente a la permeabilidad y la permitividad negativa (-, -), corresponde con los materiales left-handed (LH). Los materiales LH como consecuencia de sus parámetros negativos, están caracterizados por el antiparalelismo de la fase y de la velocidad de grupo, o por índices de reflexión negativos (NRI).

Las estructuras LH son las más populares dentro de los metamateriales debido a sus excepcionales propiedades.

2.3.2 COMPUESTOS RIGHT/LEFT-HANDED (CRLH) MTMs

Las estructuras de línea de transmisión están formadas por capacitores en serie C_L e inductores shunt L_L , para lograr que se comporten tipo left-handed.

Sin embargo cuando una onda se propaga por la estructura las corrientes y voltajes asociados inducen otros efectos. Cuando la corriente fluye a través de C_L se inducen flujos magnéticos y por lo tanto se presentan también inductancias serie L_R , además existe una diferencia de voltajes entre el plano conductor y el plano de masa la cual corresponde a un capacitor shunt C_R . Como consecuencia no existe ninguna estructura LH pura, ya que una estructura LH incluye siempre contribuciones de L_R y C_R , de aquí el introducir el término “compuestos right/left handed” (CRLH).

Las características de CRLH TL MTM se pueden deducir del análisis de la siguiente figura.

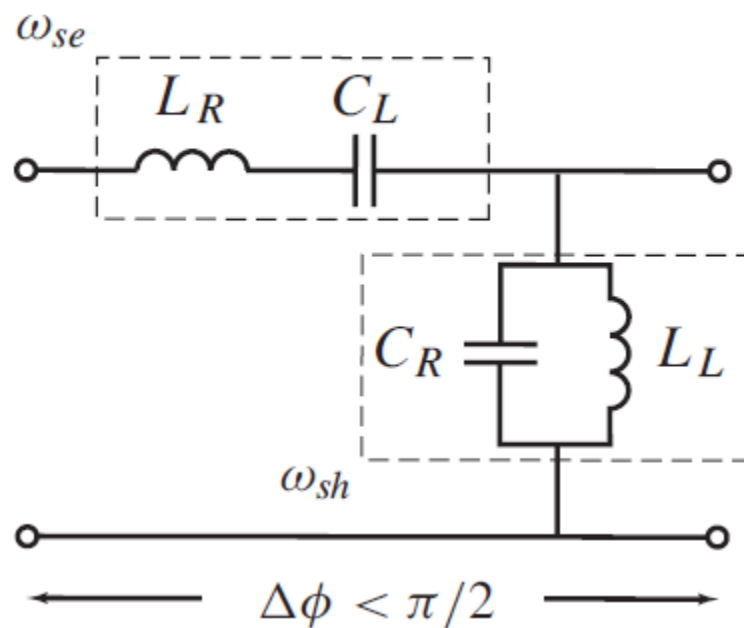


Fig. 2.3.2 Prototipo de unidad de celda de la LT.

A bajas frecuencias L_R se comporta como un cortocircuito y C_R como circuito abierto, así que el circuito se reduce a un circuito formado por C_L en serie y L_L paralelo, comportándose así como un filtro paso alto LH.

A altas frecuencias C_L equivale a un cortocircuito y L_L a un circuito abierto, el circuito se queda reducido a L_R en serie y C_R en paralelo, generándose así un filtro paso bajo RH.

En general la resonancia en serie ω_{se} y la resonancia en paralelo ω_{sh} son diferentes por lo que existe un espacio entre LH y RH como se puede apreciar en la figura.

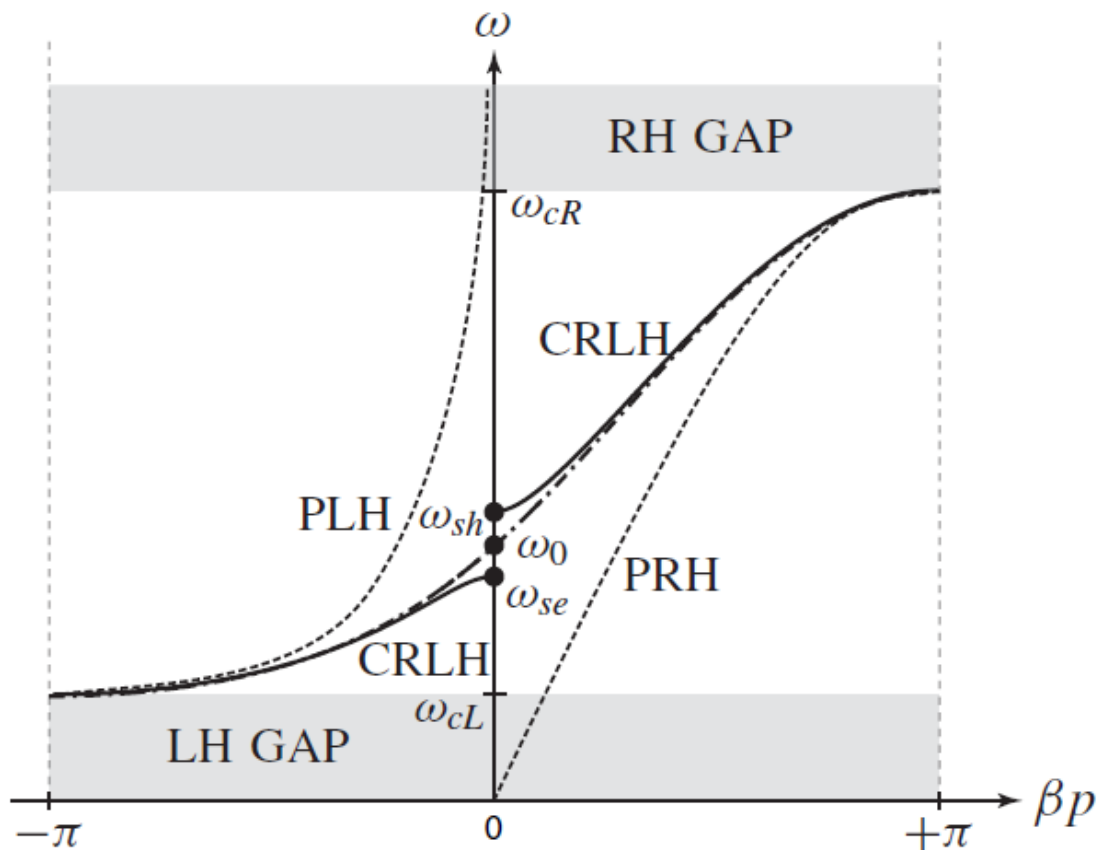


Fig. 2.3.3 Diagrama de dispersión

Sin embargo si estas dos resonancias se igualan esta separación desaparece y se consigue la propagación de una onda infinita ($\lambda_g = 2\pi/|\beta|$) a una frecuencia ω_0 .

2.3.3 TEORÍA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE METAMATERIALES

Como los metamateriales con estructuras efectivas y homogéneas, pueden ser fácilmente modeladas mediante líneas de transmisión (TL) de una dimensión cuya dirección de propagación representa cualquier dirección en el material.

Líneas de transmisión CRLH ideales y homogéneas

Decimos que una línea de transmisión es homogénea si su sección transversal es invariante a lo largo de la dirección de propagación, decimos que es ideal si puede transmitir señales de cualquier frecuencia.

Es posible construir MTM TLs que se comportan como líneas de transmisión ideales en un determinado rango de frecuencias. La diferencia entre una línea de transmisión perfectamente homogénea y una efectivamente homogénea es que en el primer caso hay un incremento de longitud $\Delta z \rightarrow 0$, mientras que en el segundo caso debemos considerar $\Delta z \ll \lambda_g \Rightarrow \Delta z < \frac{\lambda_g}{4}$

Donde λ_g representa la longitud de onda de la guía y Δz es típicamente el incremento del tamaño de la celda unidad p^2 .

Características fundamentales de las TL

El modelo para CRLH TL sin pérdidas se muestra en la siguiente figura.

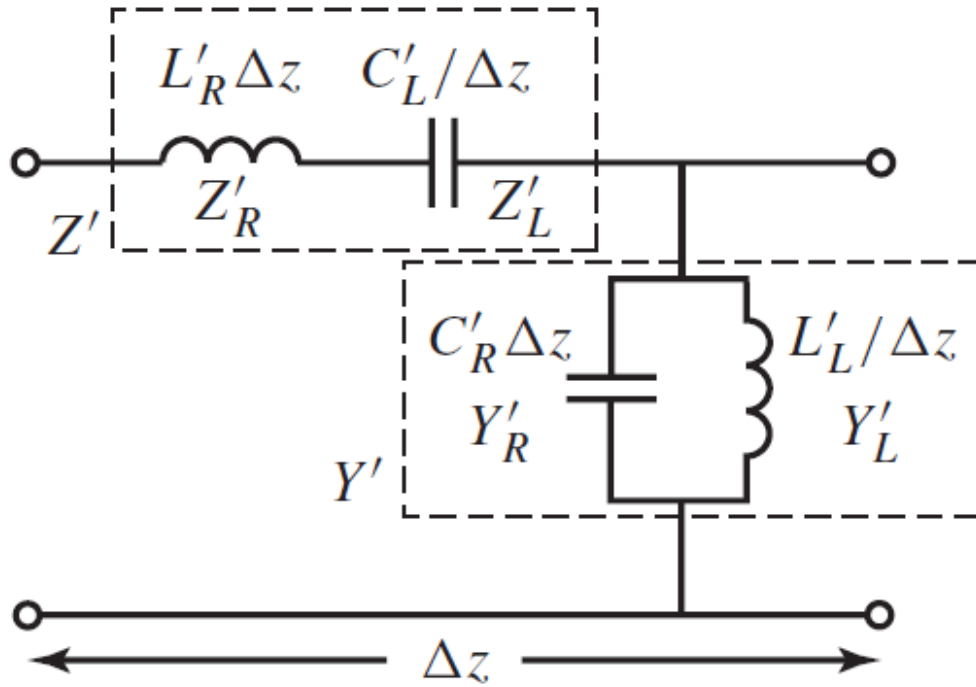


Fig. 2.3.4 Modelo de circuito equivalente para una LT CRLH ideal.

Consiste en una impedancia por unidad de longitud Z' (Ω/m) constituida por una inductancia RH por unidad de longitud L'_R (H/m) en serie con una capacitancia LH C'_L (F.m) y en una admitancia Y' (S/m) constituida por una capacitancia RH C'_R (F/m) en paralelo con una inductancia LH L'_L (H.m)

$$Z' = j \left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad (3.2)$$

$$Y' = j \left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \quad (3.3)$$

Si $C'_L = L'_L = \infty$ el modelo anterior se queda reducido al de una línea convencional (RH), si

$C'_R = L'_R = 0$ Se forma lo que denominamos una línea de transmisión puramente “left-handed” y si no se da ninguno de los casos anteriores entonces todos los elementos contribuyen a la transmisión y la línea pasa a llamarse CRLH.

Como ya he comentado brevemente con anterioridad una línea puramente LH no puede existir físicamente porque cuando la corriente fluye a través de C_L se inducen flujos magnéticos y por lo

tanto se presentan también inductancias serie L_R , además existe una diferencia de voltajes entre el plano conductor y el plano de masa la cual corresponde a un capacitor shunt C_R .

Debido a esto el modelo CRLH representa la estructura MTM más general posible.

El comportamiento de las CRLH TL se puede resumir en tres pequeños casos:

- A bajas frecuencias ($\omega \rightarrow 0$), $Z'_R \rightarrow 0$, $Y'_R \rightarrow 0$ la CRLH TL se convierte en una LH TL.
- A altas frecuencias ($\omega \rightarrow \infty$), $Z'_L \rightarrow 0$, $Y'_L \rightarrow 0$ la CRLH TL pasa a comportarse como RH TL.
- Para el resto de frecuencias las características de transmisión dependen de la combinación de las contribuciones LH y RH.

Partiendo de las ecuaciones del telegrafista:

$$\frac{dV}{dz} = -Z'I = j\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right)I \quad (3.4)$$

$$\frac{dI}{dz} = -Y'V = j\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right)V \quad (3.5)$$

Y resolviendo las siguientes ecuaciones:

$$\frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \quad (3.7)$$

Llegamos a definir la constante de propagación compleja γ (1/m) como

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (3.8)$$

$$Z_c = R_c + jX_c = Z'/\gamma = \sqrt{Z'/Y'} = Z_c(\omega) \quad (3.9)$$

Por conveniencia, introducimos nuevas variables

$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}}$ (rad.m)/s, $\omega'_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}}$ (rad.m)/s, $k = L'_R C'_L + L'_L C'_R$ (s/rad)², y las resonancias serie y paralelo:

$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}$ rad/s, $\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}$ rad/s respectivamente [CAL04].

De esta manera obtenemos una nueva expresión para la constante de propagación compleja

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(\omega)\sqrt{(\omega/\omega'_R)^2 + (\omega'_L/\omega)^2 - k\omega'^2_L} \quad (3.10)$$

Donde $s(\omega)$ es la siguiente función signo

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{rango LH} \\ \text{rango RH} \end{matrix}$$

La relación dispersión/atenuación del CRLH a lo largo de la dirección de propagación queda reflejada en la siguiente gráfica

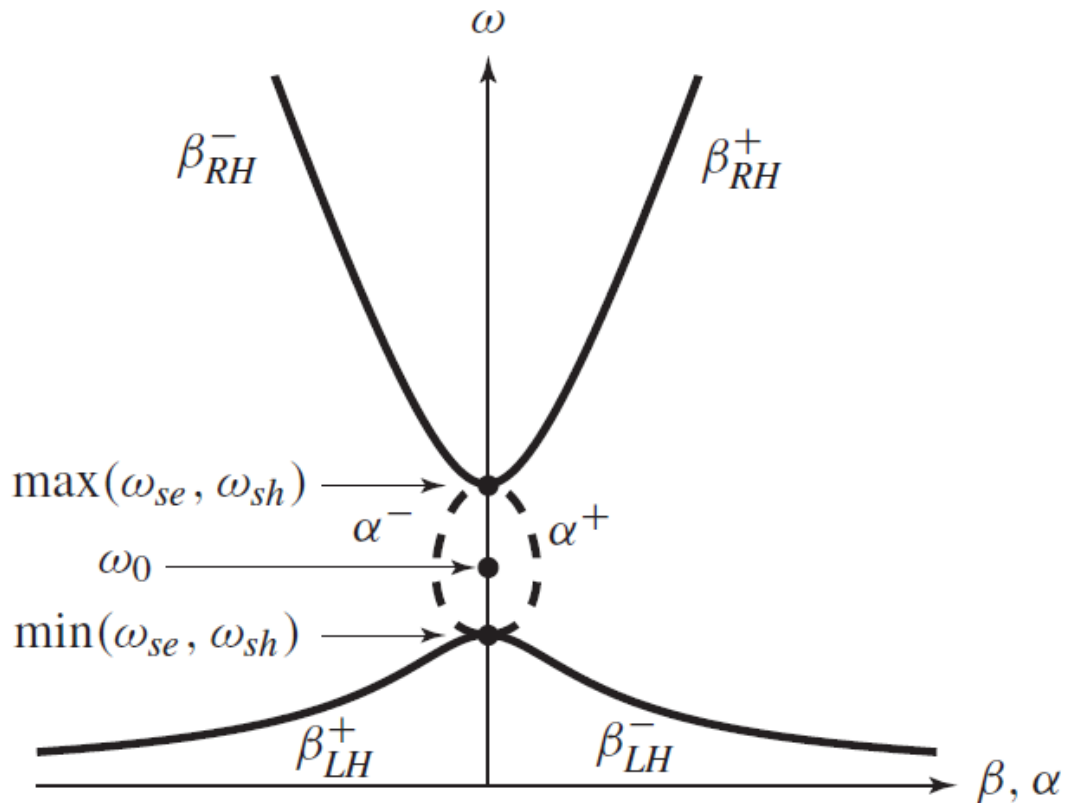


Fig. 2.3.5 Propagación de la energía a lo largo de las direcciones $-z$ y $+z$.

Cabe destacar la presencia del ya predicho CRLH gap, este gap es debido a que las resonancias en serie y paralelo (ω_{se}, ω_{sh}) son diferentes, cuando esto ocurre decimos que el sistema es desequilibrado, cuando las dos resonancias son iguales decimos que el sistema está equilibrado y el gap se hace cero mediante una velocidad de grupo distinta de cero [MAT06c].

La función signo $s(\omega)$ es fácilmente entendible observando la gráfica anterior.

Si $\omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$ la velocidad de fase (la pendiente del segmento que va desde el origen hasta la curva) y la velocidad de grupo (la pendiente de la curva) son de signos opuestos lo que significa que la línea de transmisión es LH y por tanto β es negativa. Por el contrario, en el rango RH $\omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$, la velocidad de fase y de grupo son del mismo signo por lo que la línea de transmisión es RH y β positiva.

El diagrama de dispersión real de propagación de la energía (v_g) en la dirección z se puede observar en esta figura.

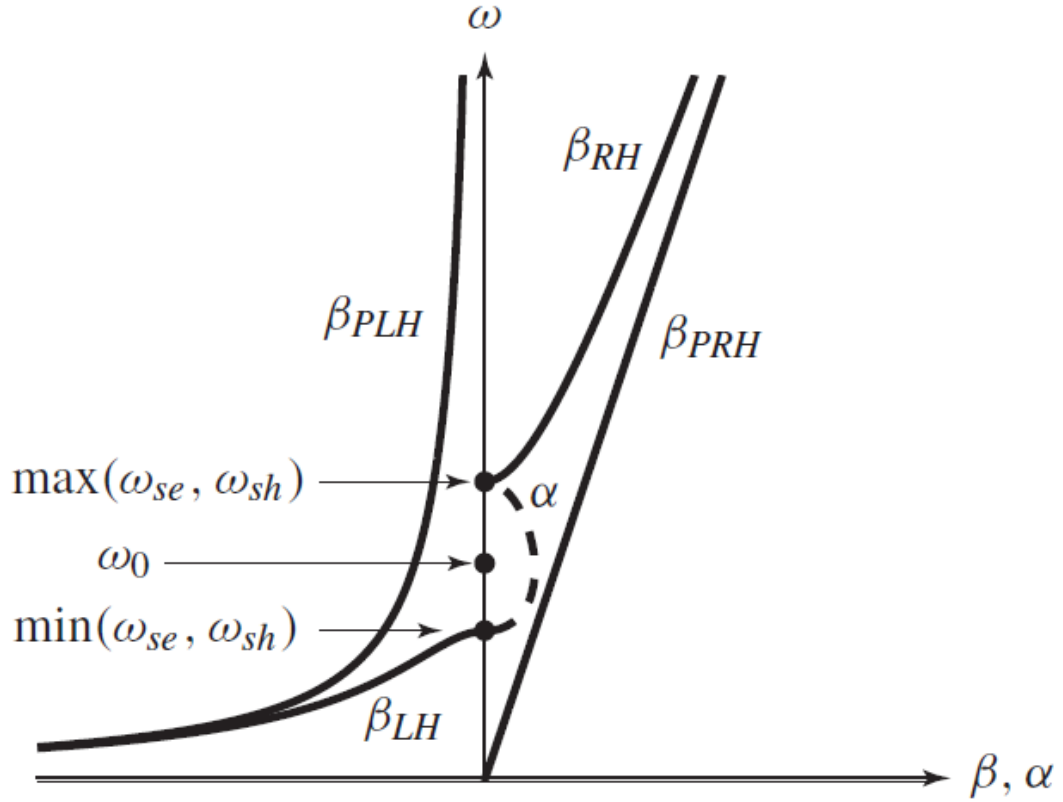


Fig. 2.3.6 comparación de las CRLH, PLH y PRH LT para la propagación de energía a lo largo de la dirección +z ($v_g > 0$).

La frecuencia de máxima atenuación ω_0 puede ser descrita como la raíz de la derivada de la constante de propagación compleja.

$$\frac{d\gamma}{d\omega} = js(\omega) \frac{\frac{\omega}{\omega'^2_R} - \frac{\omega'^2_L}{\omega^3}}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - k\omega'^2_L}} = 0 \quad (3.11)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega'_R \omega'_L} = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R C'_R L'_L C'_L}} \quad (3.12)$$

La impedancia característica de la CRLH se obtiene insertando eq3.2-3.3 en la eq.3.9.

$$Z_c = Z_L \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} \quad (3.13)$$

Donde Z_L es la impedancia PLH

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (3.14)$$

Y Z_R es la impedancia PRH

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (3.15)$$

En la ecuación (poner el número) debemos destacar que la impedancia característica tiene un polo y un cero en $\omega = \omega_{sh}$ y $\omega = \omega_{se}$ respectivamente,

$$Z_c(\omega = \omega_{se}) = 0 \quad (3.16)$$

$$Z_c(\omega = \omega_{sh}) = \infty \quad (3.17)$$

Correspondiente a las resonancias serie y shunt respectivamente.

Debido a que la impedancia característica es función de la frecuencia la CRLH TL sólo puede ser trabajar en una banda frecuencial restringida.

Los demás parámetros relacionados con la transmisión como son la longitud de onda en la guía λ_g , la velocidad de fase v_p , y la velocidad de grupo v_g , quedan definidas a través de la ecuación (3,10)

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{|\beta|} = \frac{2\pi}{\sqrt{(\omega/\omega'_R)^2 + (\omega'_L/\omega)^2 - k\omega'^2_L}} \quad (3.18)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = s(\omega) \frac{\omega}{\sqrt{(\omega/\omega'_R)^2 + (\omega'_L/\omega)^2 - k\omega'^2_L}} \quad (3.19)$$

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1} = \frac{|\omega\omega'^{-2}_R - \omega^{-3}\omega'^2_L|}{\sqrt{(\omega/\omega'_R)^2 + (\omega'_L/\omega)^2 - k\omega'^2_L}} \quad (3.20)$$

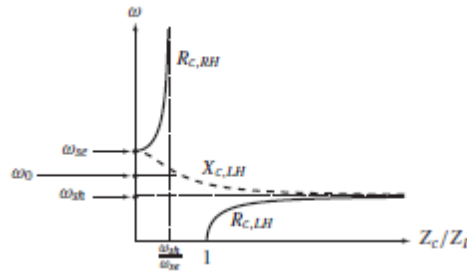


Fig. 2.3.7 Impedancia característica de la LT CRLH en el caso $\omega_{sh} < \omega_{se}$.

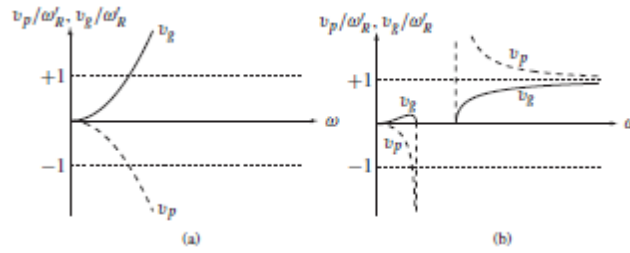


Fig. 2.3.8 Velocidad de fase y velocidad de grupo

En las PRH TL, estas velocidades son conocidas por ser constantes e iguales, $v_p^{PRH} = \omega'_R$ y $v_g^{PRH} = \omega'_R$. En las PLH TL hallamos que $v_p^{PRH} = -\omega^2/\omega'_L$ y $v_g^{PRH} = \omega^2/\omega'_L$, según lo esperado la velocidad de fase es negativa y la fase y la velocidad de grupo antiparalelas. El hecho de que la velocidad de grupo es ilimitada contradice la teoría de la relatividad de Einstein la cual sostiene que una señal modulada no puede propagarse a una velocidad superior a la de la luz. Esta contradicción es automáticamente eliminada si consideramos las contribuciones parásitas RH que existen en un medio LH y por tanto que cualquier medio LH es en efecto un medio CRLH, en el cual la fase y velocidad de grupo son limitadas a altas frecuencias solamente por la velocidad de las contribuciones RH, $v_{p,g}^{PRH} = \omega'_R$, que será igual a la velocidad de la luz si tenemos elementos LH puros interconectados por guías de ondas rellenas de aire.

CAPÍTULO 3.

DISEÑO DEL SISTEMA RADIANTE

3.1 INTRODUCCIÓN

Como ya hemos mencionado con anterioridad, los sistemas de asistencia a la conducción son muy importantes a la hora de salvar vidas, ya que según las estadísticas cerca del 75% de los accidentes de tráfico se producen a baja velocidad. Estos sistemas necesitan sensores que reconozcan el escenario de tráfico que se produce alrededor del vehículo.

El radar ha sido identificado como la tecnología más prometedora para las funciones de asistencia al conductor.

En este capítulo vamos a realizar el diseño de un sistema radiante (front-end) que cubra la banda de 77 a 81GHz con las especificaciones que se requieren para la aplicación de radar de UWB (Ultra Wide Band).

El reto es conseguir un transceptor lo más integrado posible con la rejilla del vehículo manteniendo las prestaciones del radar que a su vez cumpla la normativa de los sistemas UWB de 79GHz y mejorar su sensibilidad para la detección de personas.

Para ello el sistema que vamos a diseñar tiene que cumplir las siguientes especificaciones:

- Frecuencia de trabajo 77GHz.
- 4 GHz de ancho de banda.
- Visión de $\pm 80^\circ$.
- Barrido electrónico.
- Alcance de 30 metros.
- Resolución en rango de 5cm.
- Precisión del haz de 5° .

3.2 ESTRUCTURA TIPO 1

3.2.1 Presentación

Para realizar el diseño partimos de una antena conocida, tanto dicho diseño como sus correspondientes resultados han sido publicados en [MAT06a] [MAT06b]. La idea es coger una parte del diseño y cambiar algunos parámetros de forma que consigamos cumplir nuestras especificaciones.

La antena de la que partimos, es capaz de modificar la dirección del haz a una frecuencia fijada moviendo en el eje vertical el bloque del dieléctrico. Es una antena CRLH que consiste en veintiuna celdas unidad conectadas en serie sobre un sustrato dieléctrico. La estructura simétrica de las celdas unidad ayuda a reducir drásticamente la polarización cruzada.

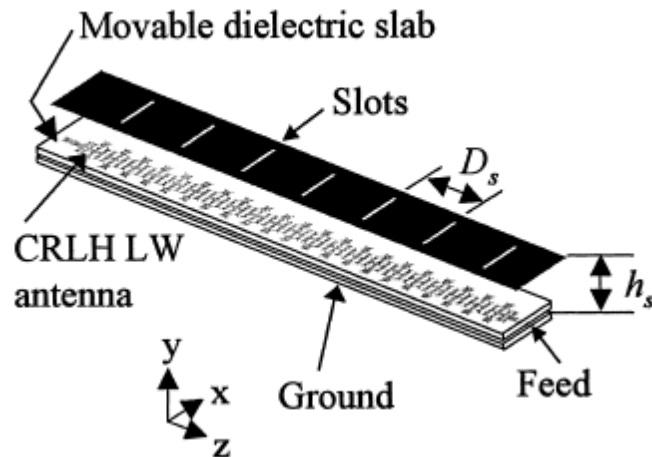


Fig.3.2.1 Estructura de la antena steerable CRLH LW de 21-elementos con el bloque del dieléctrico movable.

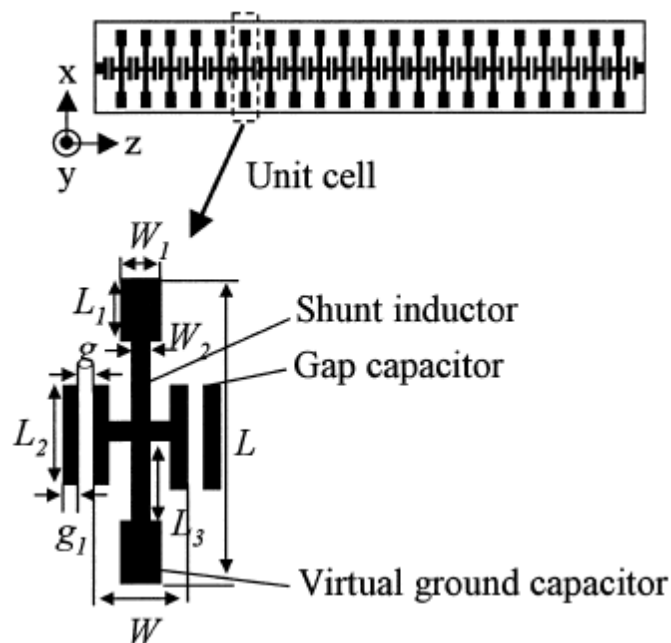


Fig.3.2.2 Estructura de la antena CRLH LW en la W-Band ($L=1.62\text{mm}$, $W=0.5\text{mm}$, $g=0.1\text{mm}$, $g_1=0.1\text{mm}$, $L_1=0.3\text{mm}$, $L_2=0.9\text{mm}$, $L_3=0.3\text{mm}$, $W_1=0.2\text{mm}$, $W_2=0.1\text{mm}$).

La celda unidad ha sido diseñada para aportar continuidad en la transición entre las bandas de propagación LH y RH. El periodo de la celda unidad es 0.6m , y el grosor del sustrato y la constante dieléctrica relativa son 0.127mm y 2.2 respectivamente.

Nuestro objetivo es realizar una antena cuya estructura este formada únicamente por el bloque del dieléctrico, sin la placa metálica ranurada, y que mediante un cambio de frecuencias consigamos que el haz cambie de dirección, de este modo realizando un barrido frecuencial el haz se moverá en un cierto rango de ángulos.

Pues bien, partiendo el diseño del bloque dieléctrico propuesto en [MAT06a] vamos a intentar llegar a cumplir nuestro objetivo, aunque para ello deberemos tener en cuenta una serie de consideraciones y cambios.

Uno de los factores más importantes a la hora de diseñar una antena, es adaptarla bien, de tal manera que su impedancia de entrada sea 50Ω y de esta manera no se produzca una desadaptación a la hora de alimentarla. En este caso lo que vamos a hacer es diseñar una pista de entrada que tenga la misma forma que uno de los “brazos” de la celda.

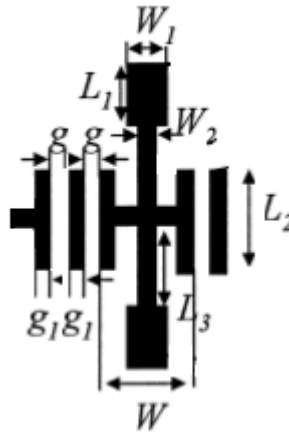


Fig. 3.2.3 Pista de entrada de la estructura y celda unidad.

La única diferencia es que la anchura de esta pista debe ser calculada para que la adaptación sea correcta, para ello, dibujamos sólo esta estructura en HFSS y realizamos una serie de análisis paramétricos hasta calcular la anchura idónea, en este caso es 0.4mm. Si insertamos un puerto de salida, deberíamos incluir la misma pista pero en el extremo contrario.

Una vez conocido el diseño y las medidas de dicha antena nos disponemos a dibujarla en el software HFSS, así podemos ver la estructura completa incluidas la pista de entrada y la de salida.

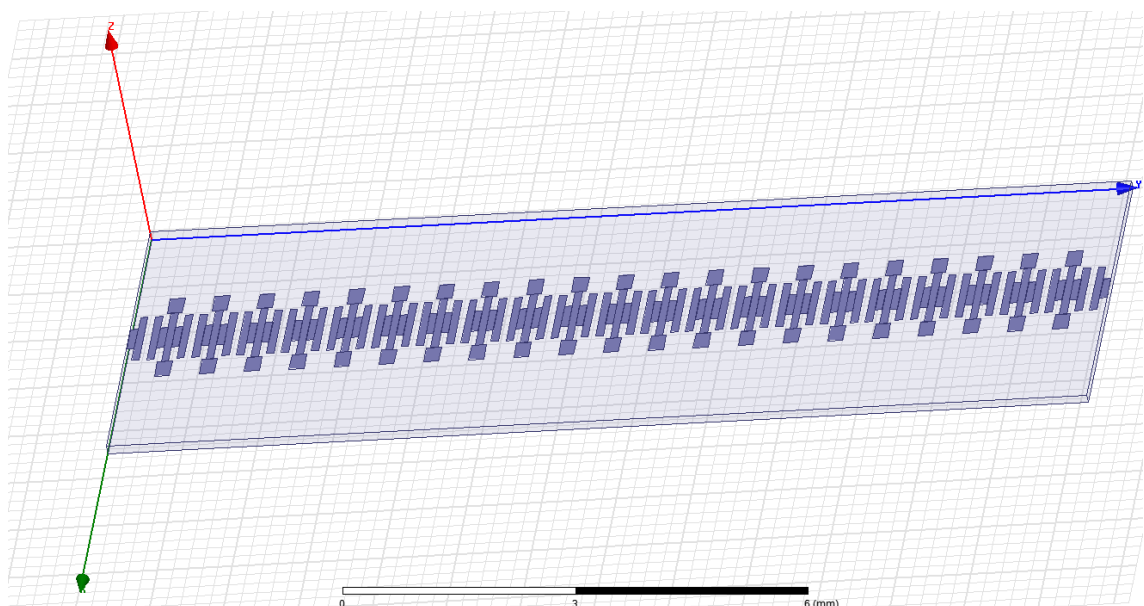


Fig. 3.2.4 Diseño de la estructura en HFSS.

Dibujada la estructura, realizamos el análisis de ésta en busca del coeficiente de reflexión y del diagrama de radiación. En este caso el coeficiente de reflexión hallado es el siguiente

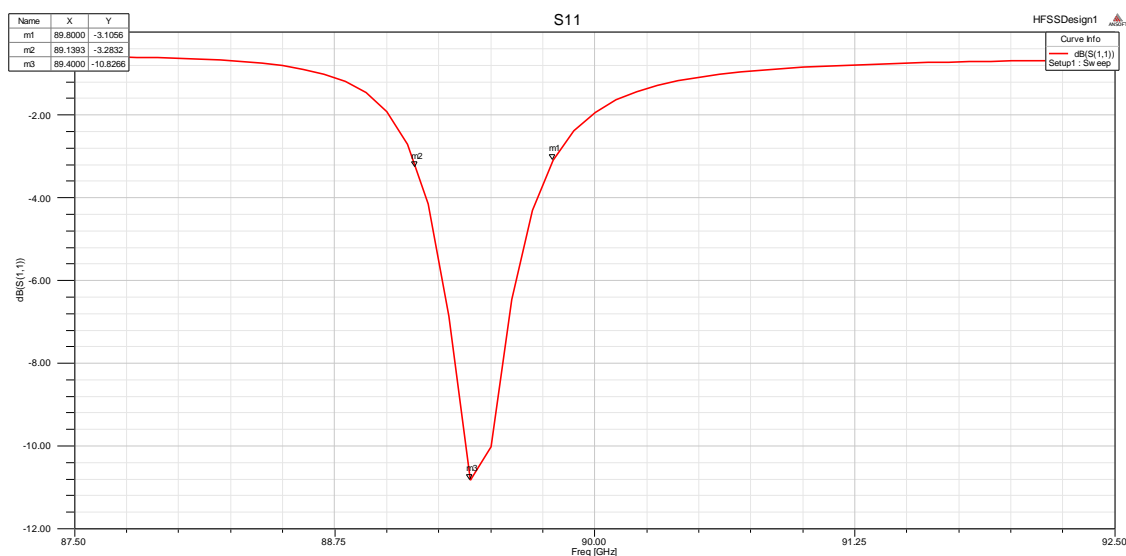


Fig. 3.2.5 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Como vemos no trabaja a 77GHz, sino que lo hace en 89GHz, una frecuencia mucho mayor de la deseada.

Viendo que los resultados no se aproximan a lo esperado decidimos dibujar la antena tal cual aparece en [MAT06a] y comprobar si los resultados obtenidos se asemejan a los publicados, para ello añadimos al diseño anterior la placa metálica ranurada y escogemos el caso en el que $h_d = 0.05mm$.

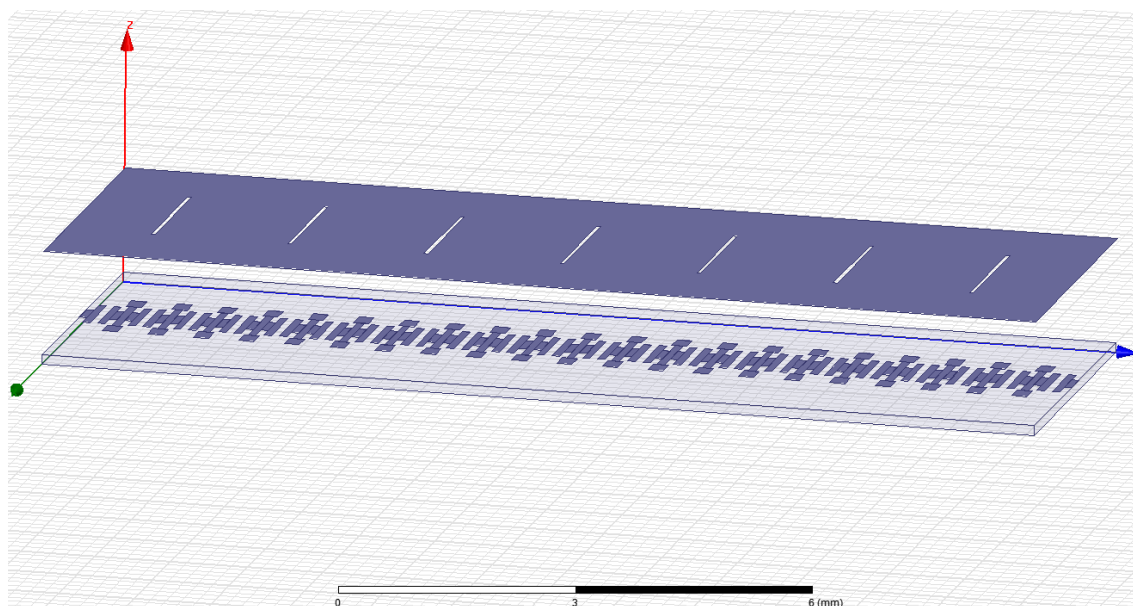


Fig. 3.2.6 Gráfica teórica de S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

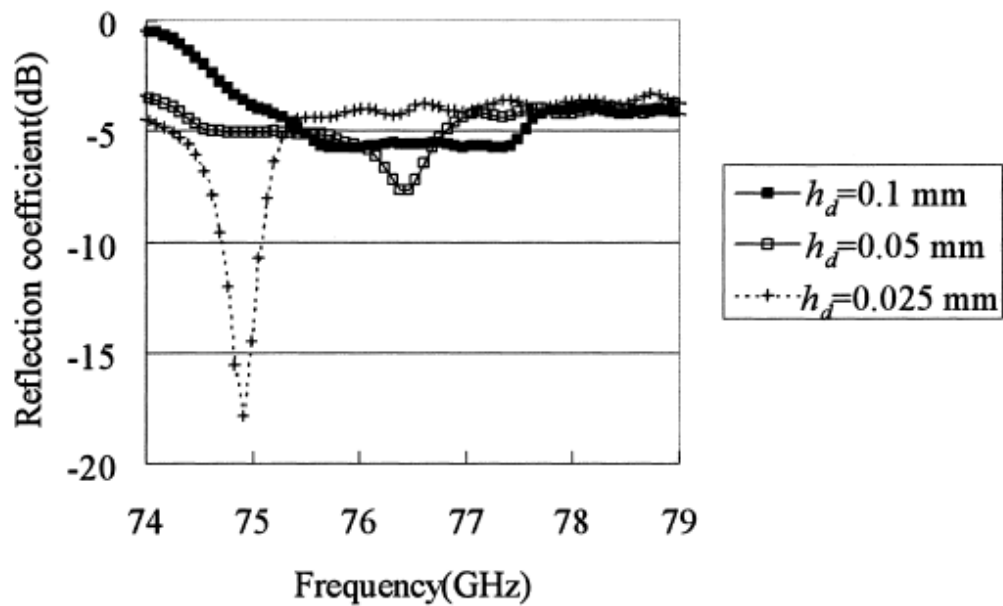


Fig. 3.2.7 Esquema de la estructura con la placa ranurada en HFSS.

Realizada la simulación pasamos a comparar el coeficiente de reflexión hallado con el calculado teóricamente y publicado en dicho artículo.

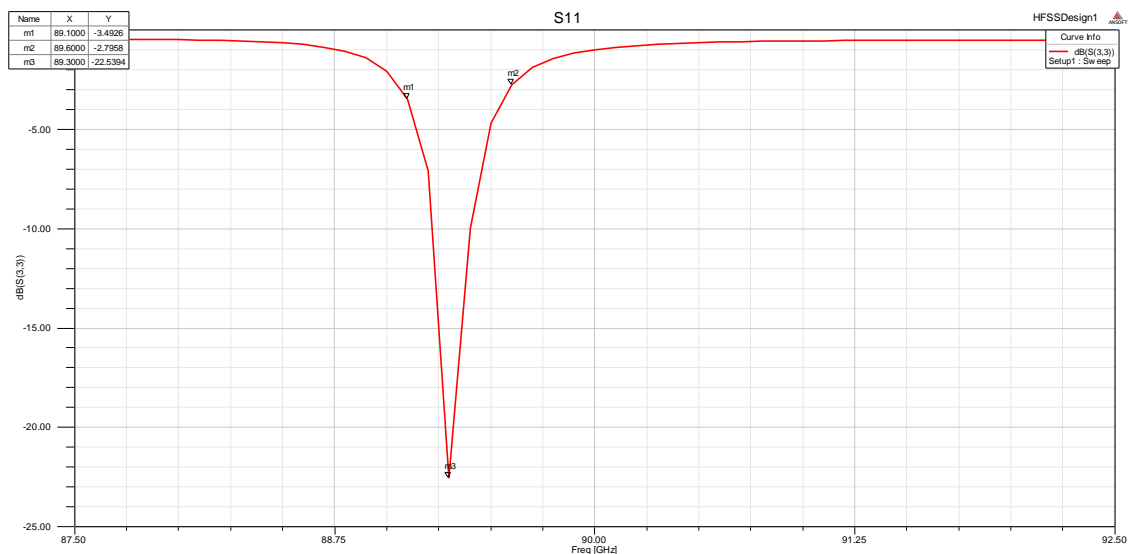


Fig. 3.2.8 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Como podemos comprobar, la frecuencia de trabajo simulada dista mucho de la teórica, ya que la simulada esta alrededor de los 89GHz y la teórica en 76.5GHz, y el valor del S_{11} en dichas frecuencias es de -8dB en el caso teórico y de -22.5dB en caso experimental. Estas diferencias entre los valores teóricos y los simulados pueden ser debidos a algún error en el dimensionamiento del sistema.

Viendo que los resultados publicados no concuerdan con los simulados, decidimos continuar con el diseño de dicha antena realizando ciertas modificaciones para conseguir el resultado deseado.

Para ello el primer paso es disminuir la frecuencia de trabajo hasta situarla alrededor de los 77GHz, con este objetivo realizamos una serie de análisis variando el valor del parámetro L_3 .

3.2.2 Análisis de L_3 (de 0.1mm a 0.5mm, cada 0.05mm)

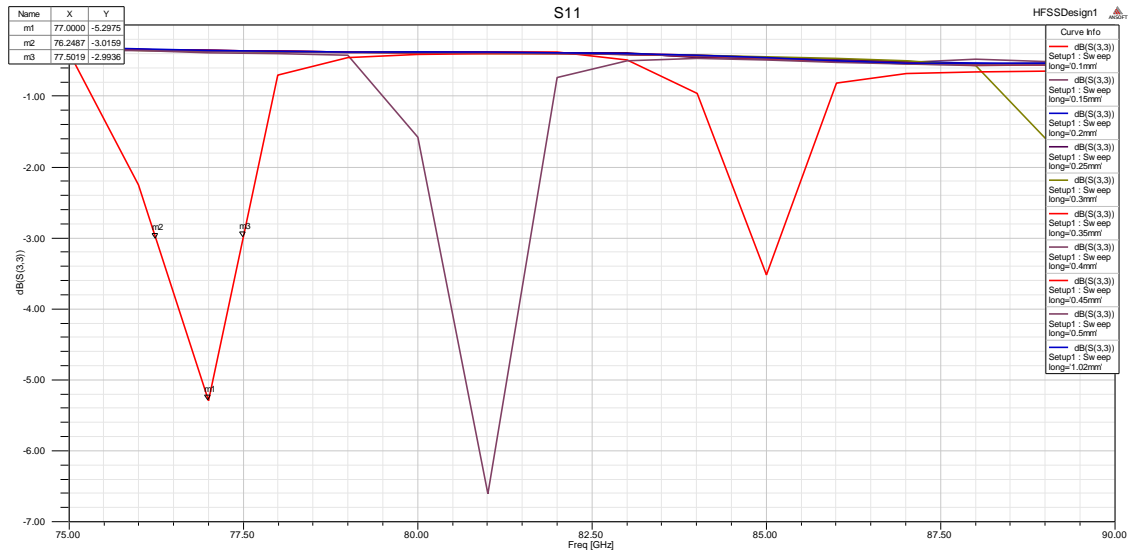


Fig. 3.2.9 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de L_3 .

Una vez realizado el barrido, vemos que cambiando el parámetro L_3 por 0.45mm en vez de 0.3mm conseguimos fijar la frecuencia de trabajo a 77GHz. A partir de este punto el parámetro L_3 quedará fijado a 0.45mm. El siguiente objetivo es que realice un barrido angular en función de la frecuencia, para ello debemos mirar el diagrama de radiación. Hacemos una simulación para estudiar desde que punto partimos.

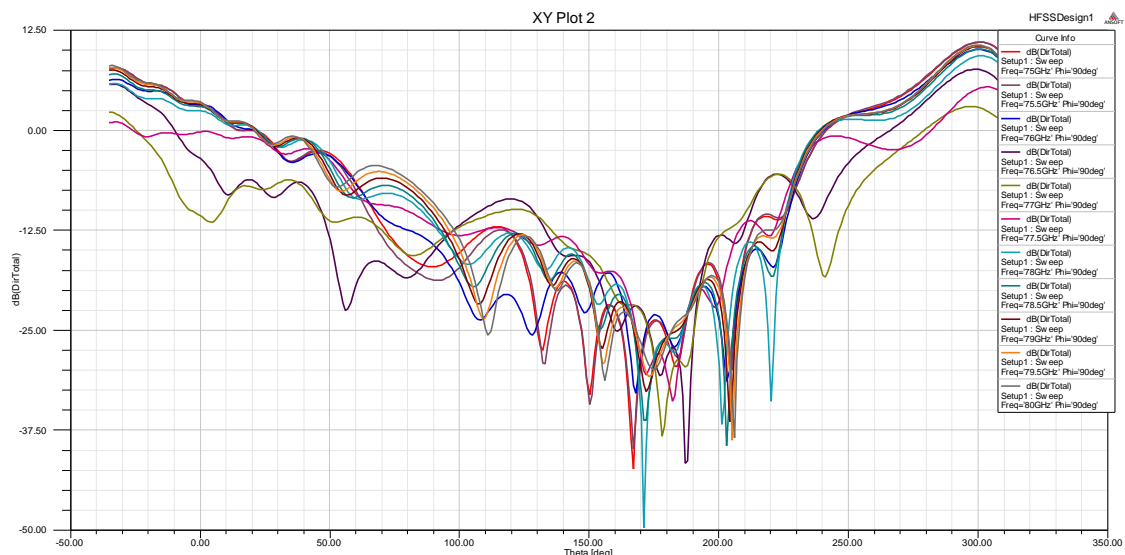


Fig. 3.2.10 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Como se puede observar en este diagrama de radiación no se realiza ningún tipo de barrido, por lo que seguimos cambiando valores de las medidas para mejorar el diagrama de radiación. Para facilitar el proceso de simulación, realizamos un corte a lo largo de la antena y fijamos una superficie de simetría del plano H, de esta manera reducimos el tiempo de simulación y

alcanzamos unos resultados muy parecidos a los realizados con la antena entera. Para conseguir unos más precisos reducimos el tamaño del puerto de entrada, consiguiendo el siguiente coeficiente de reflexión.

Realizando ambos cambios obtenemos que

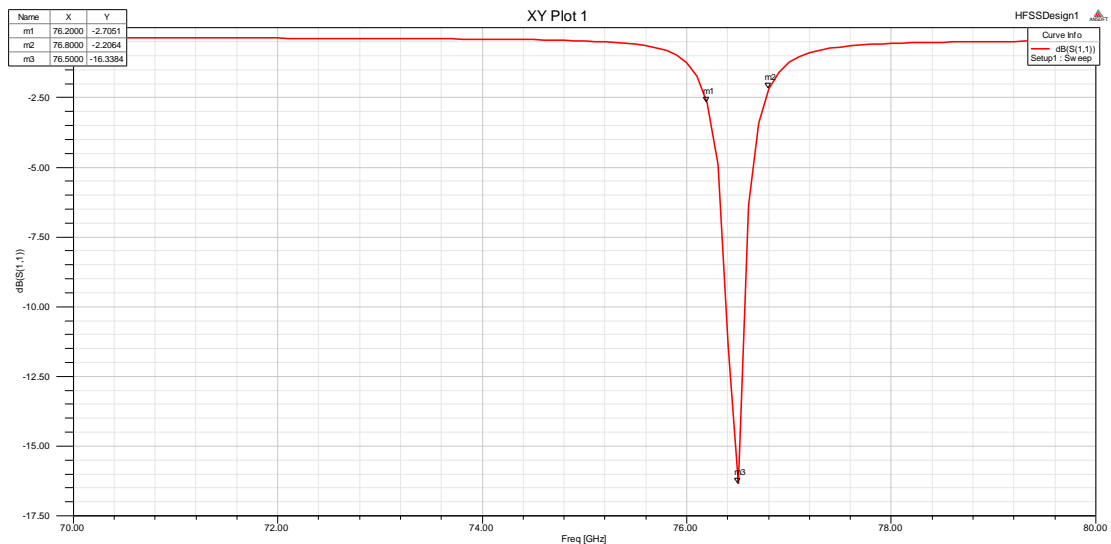


Fig. 3.2.11 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

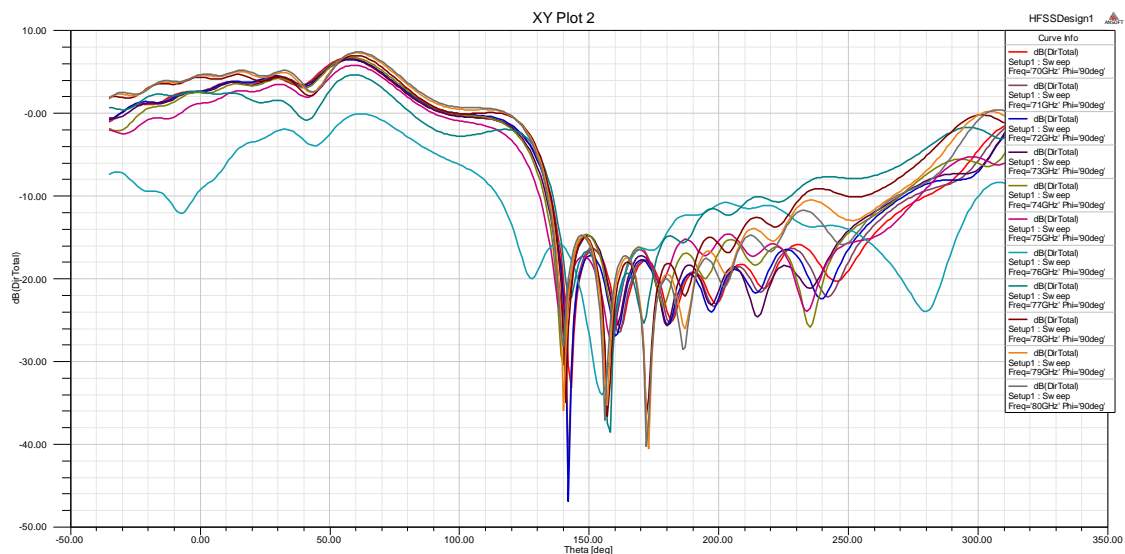


Fig. 3.2.12 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^{\circ}$) en función de la frecuencia (GHz).

Estudiando los nuevos resultados, apreciamos como el coeficiente de reflexión ha mejorado en cuanto a su valor, pero el ancho de banda sigue siendo extremadamente estrecho, cosa que debemos mejorar.

Procedemos a realizar un estudio cambiando el valor de diferentes parámetros con el fin de mejorar el S_{11} , es decir que el ancho de banda se amplíe y además se produzca un barrido angular dependiente de la frecuencia. Para ello vamos a proceder a hacer varios análisis paramétricos.

3.2.3 Análisis de L_1 (de 0.25mm a 0.4mm cada 0.1mm)

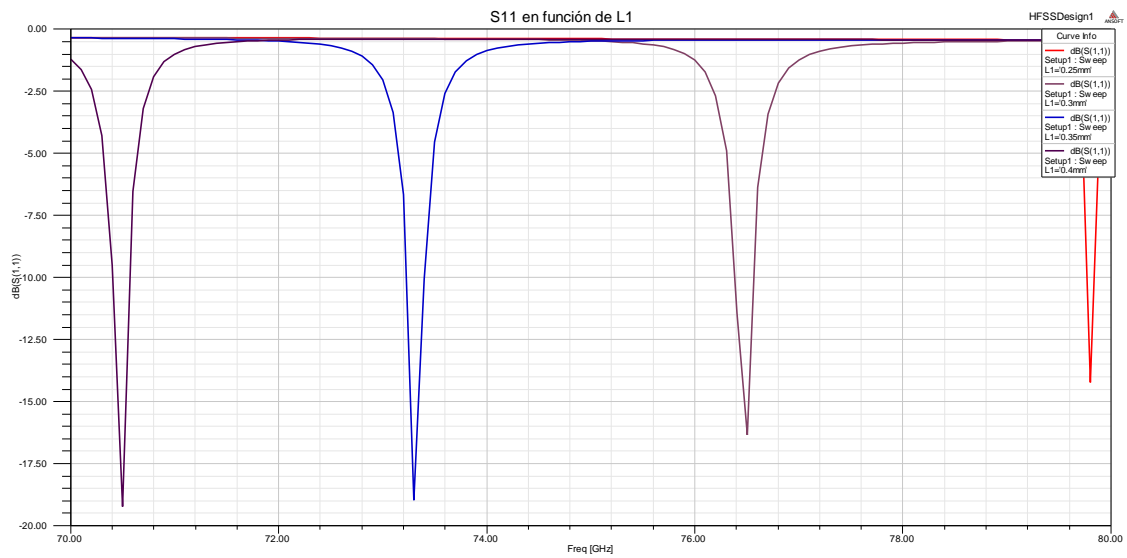


Fig. 3.2.13 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de L_1 . Gráfica de directividad (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Como se puede apreciar en esta gráfica el S_{11} permanece inalterado, en las siguientes gráficas se muestran los diagramas de radiación pertenecientes a los diferentes valores de L_1 estudiados.

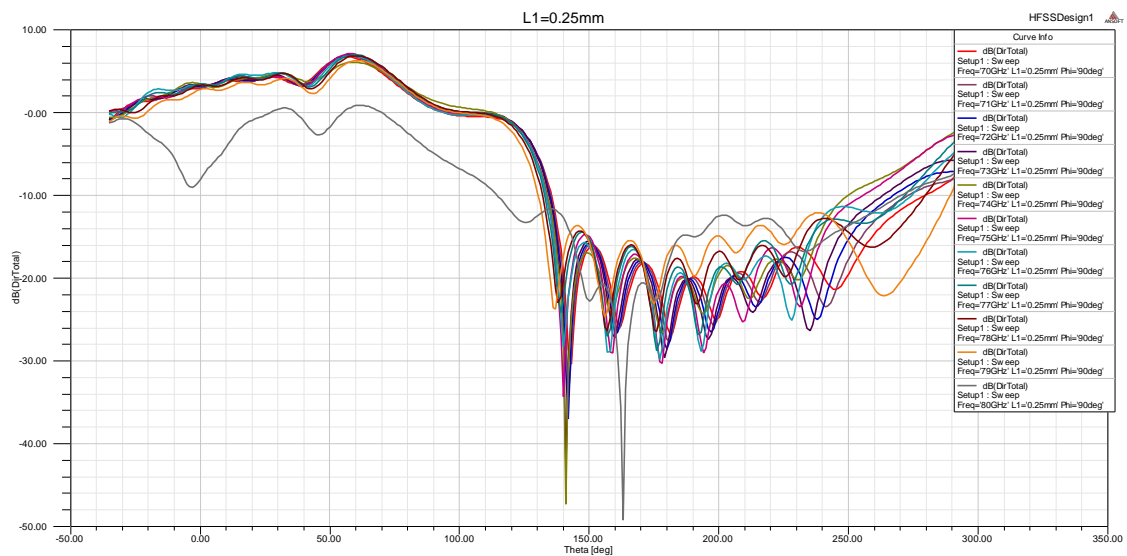


Fig. 3.2.14 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^{\circ}$) en función de la frecuencia (GHz).

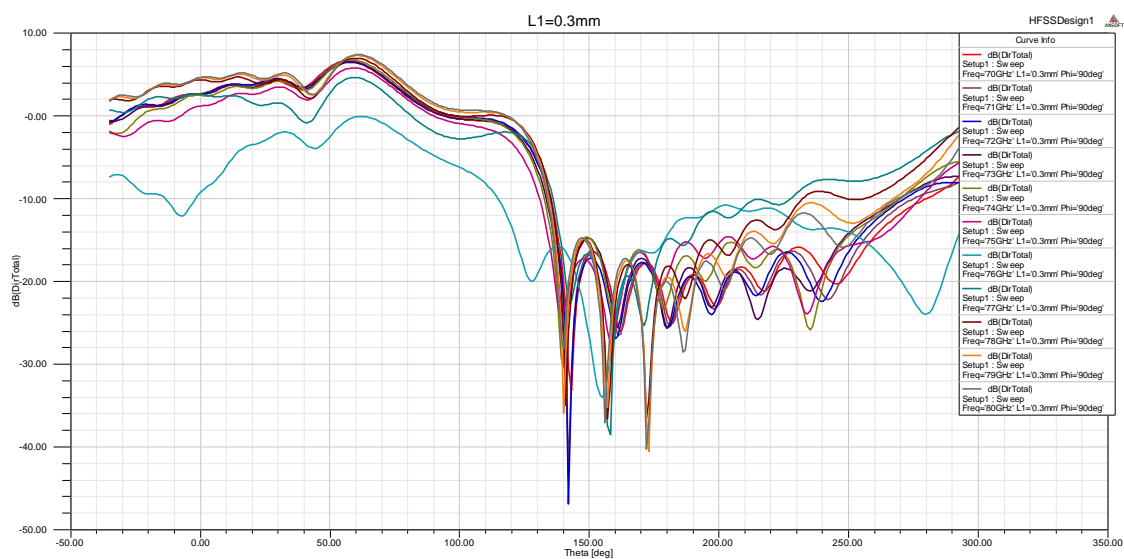


Fig. 3.2.15 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

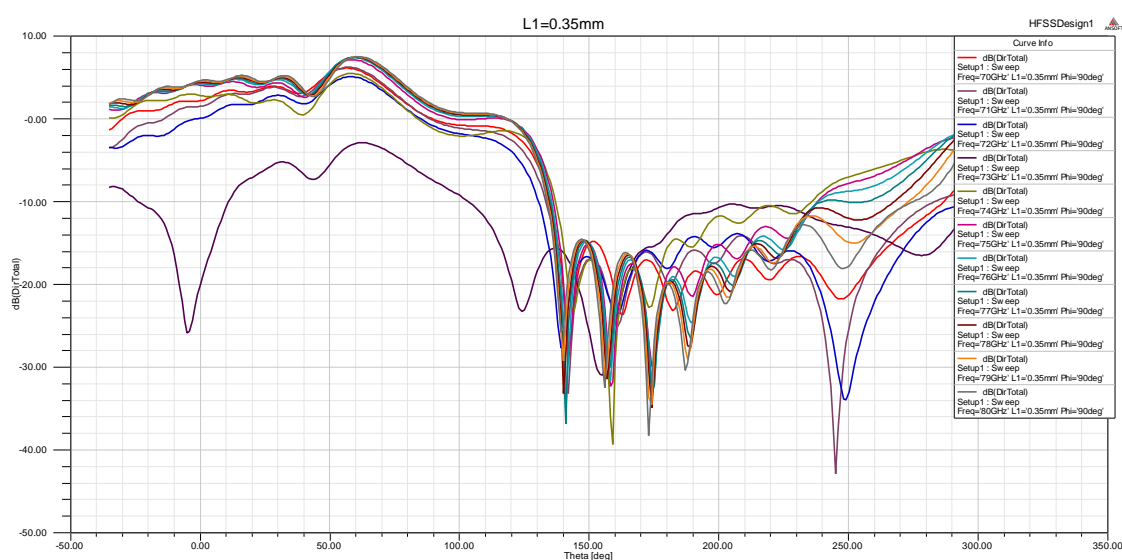


Fig. 3.2.16 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

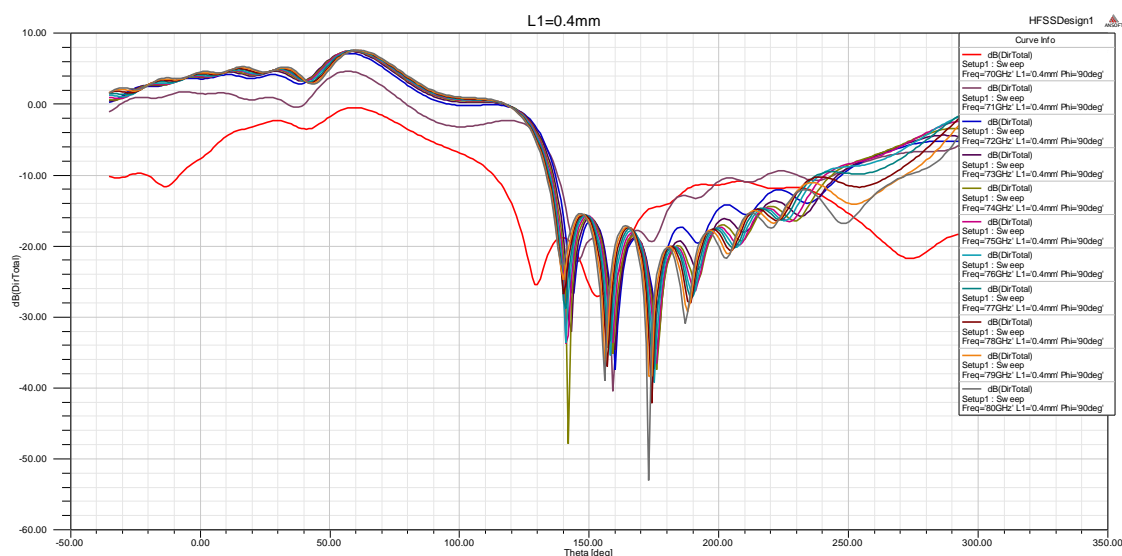


Fig. 3.2.17 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

En ninguno de ellos, podemos apreciar ni siquiera una pequeña muestra de barrido angular al variar la frecuencia.

3.2.4 Análisis de L_2 (de 0.7mm a 1.2mm cada 0.1mm)

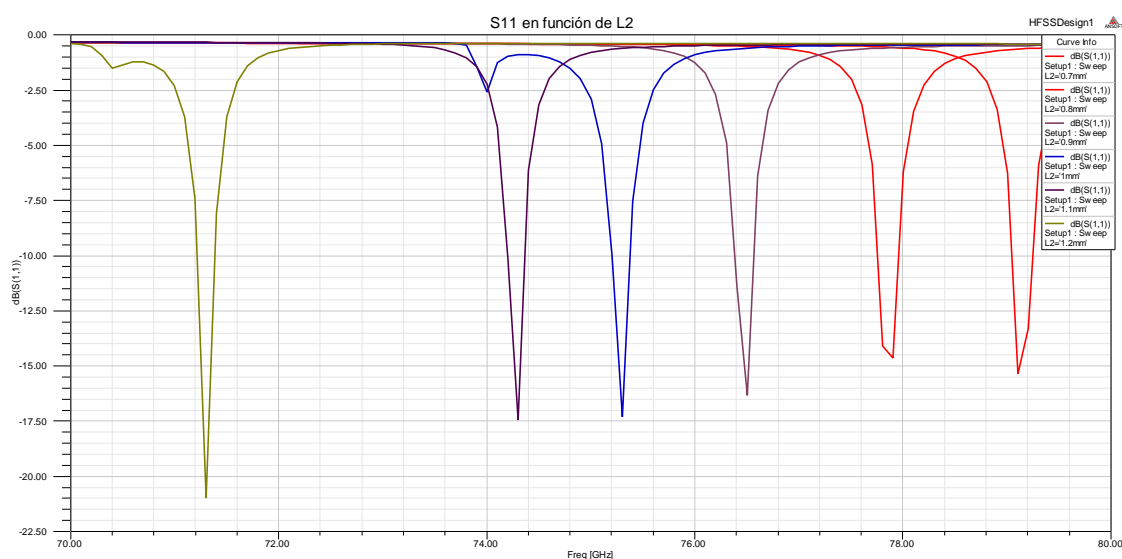


Fig. 3.2.18 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de L_2 .

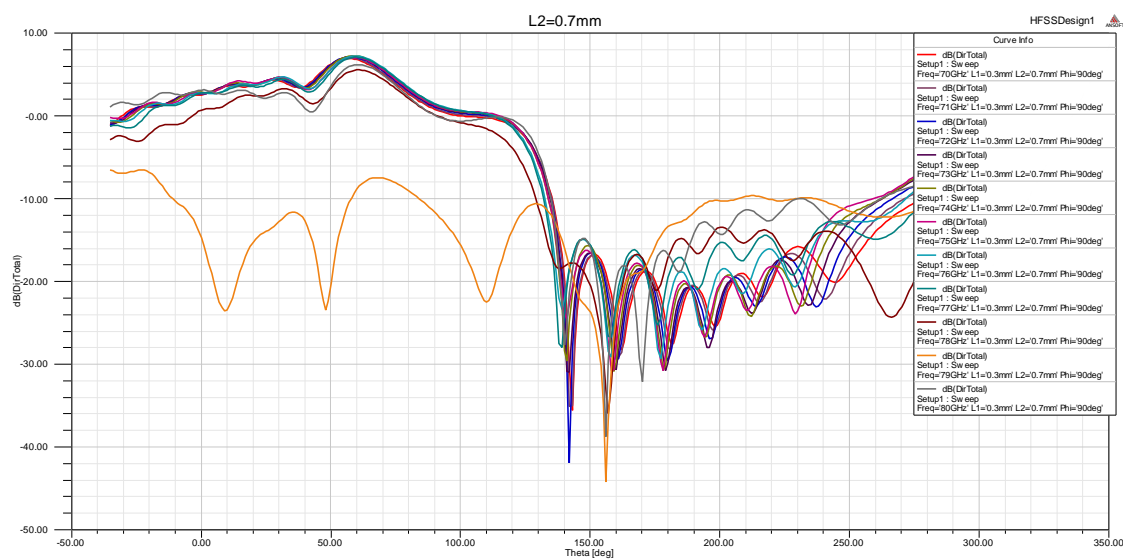


Fig. 3.2.19 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

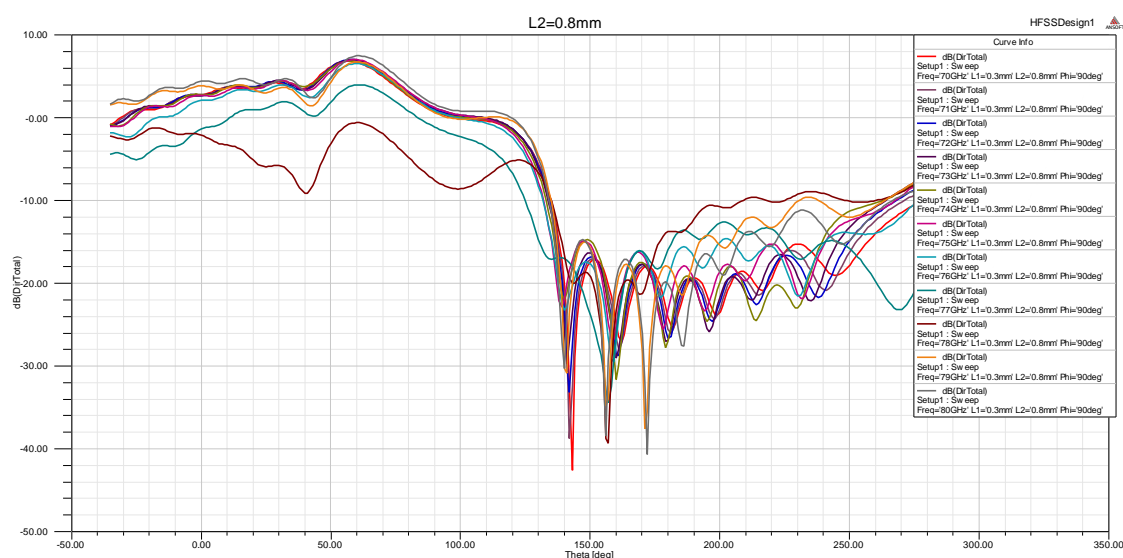


Fig. 3.2.20 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

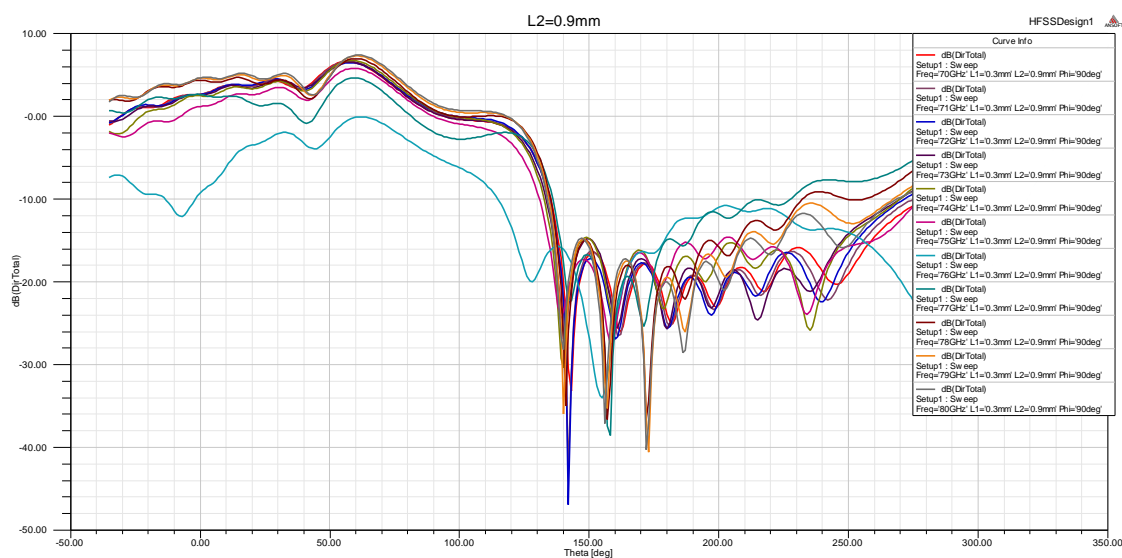


Fig. 3.2.21 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^\circ$) en función de la frecuencia (GHz).

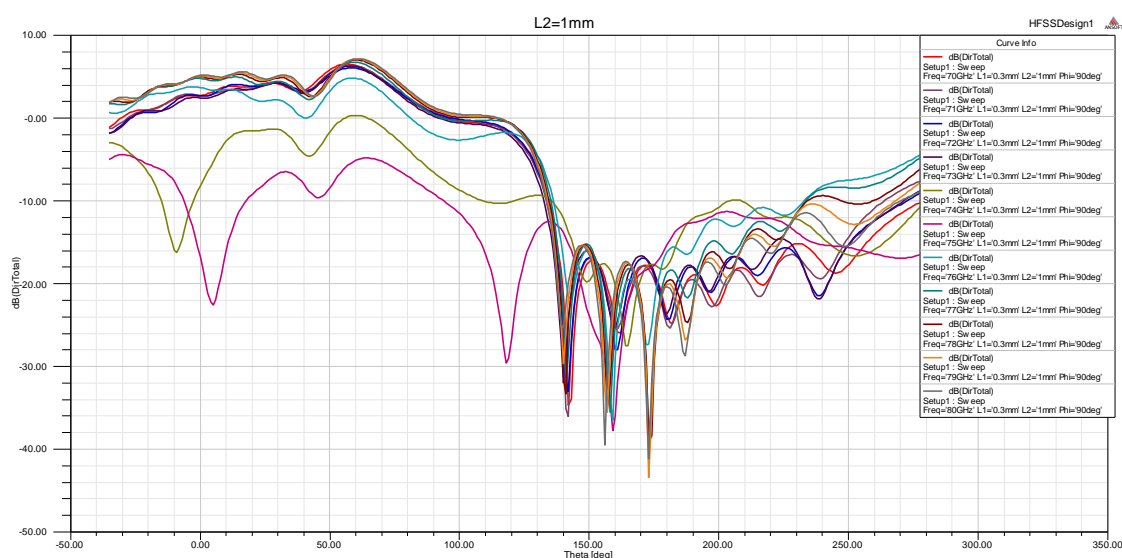


Fig. 3.2.22 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^\circ$) en función de la frecuencia (GHz).

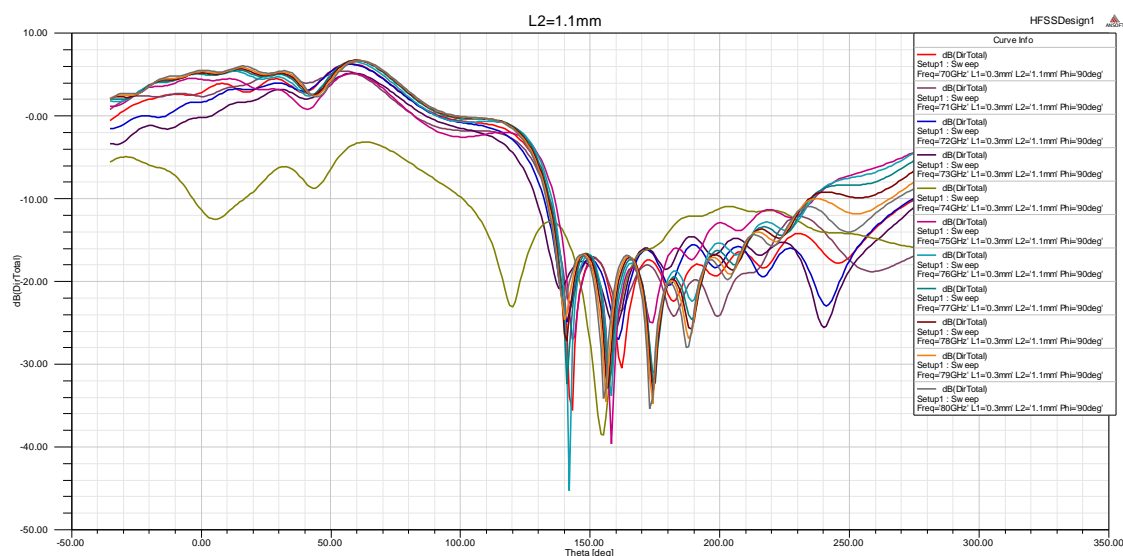


Fig. 3.2.23 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

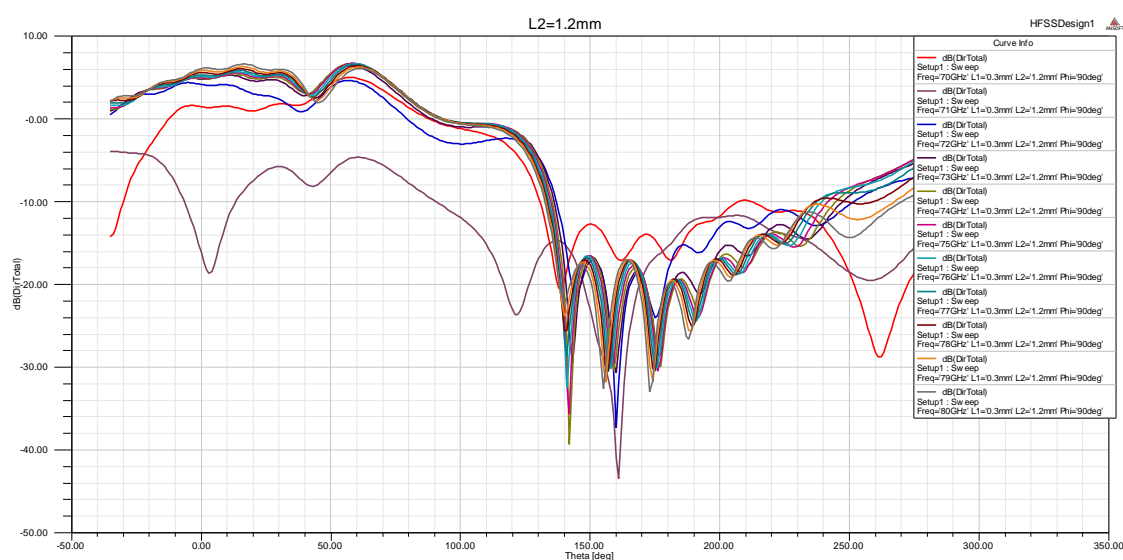


Fig. 3.2.24 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Como podemos ver, el parámetro L_2 lo único que hace es variar la frecuencia de trabajo, no produce ningún otro efecto en el comportamiento de la antena, por lo que debemos dejarlo en 0.9mm para que la frecuencia de trabajo sea la deseada.

3.2.5 Análisis de W_1 (de 0.15mm a 0.3mm cada 0.05mm)

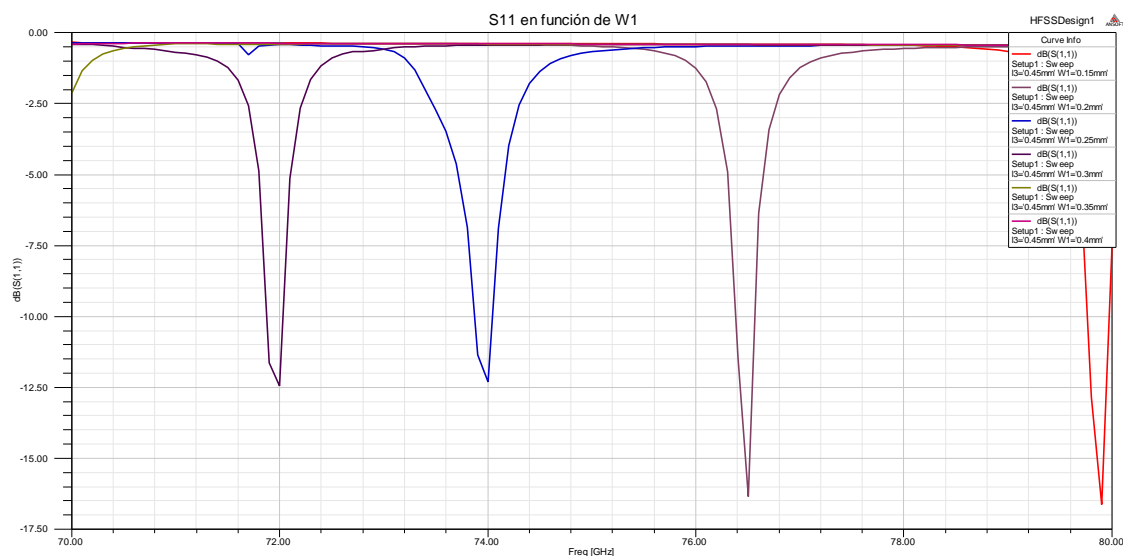


Fig. 3.2.25 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de W_1 .

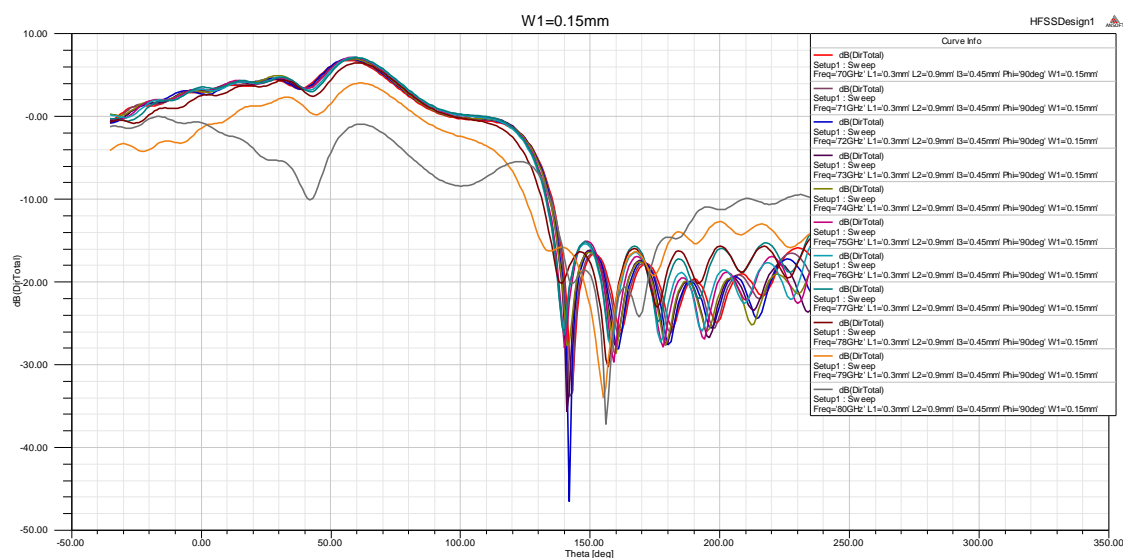


Fig. 3.2.26 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^{\circ}$) en función de la frecuencia (GHz).

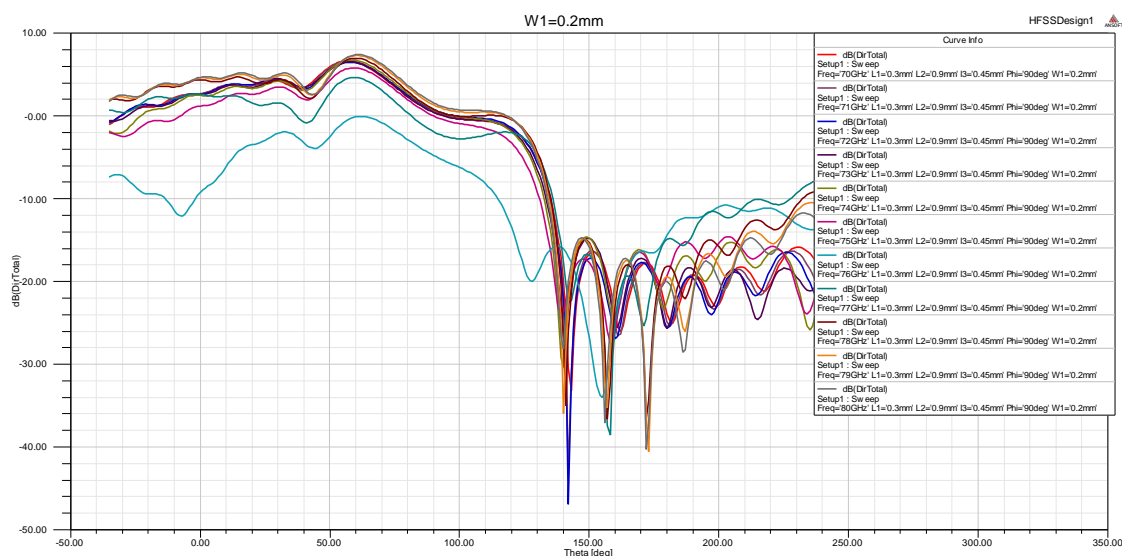


Fig. 3.2.27 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

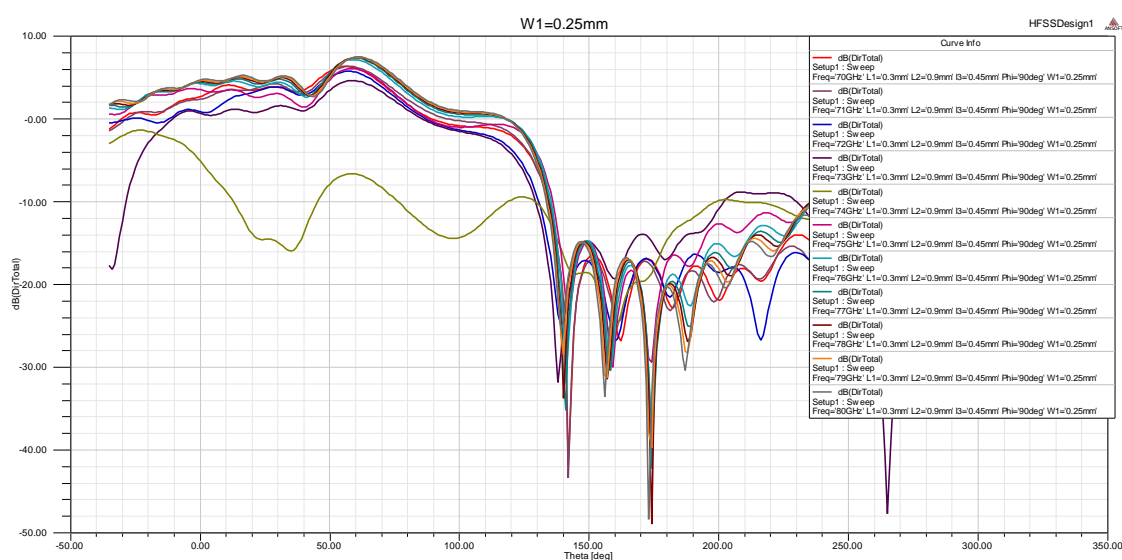


Fig. 3.2.28 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

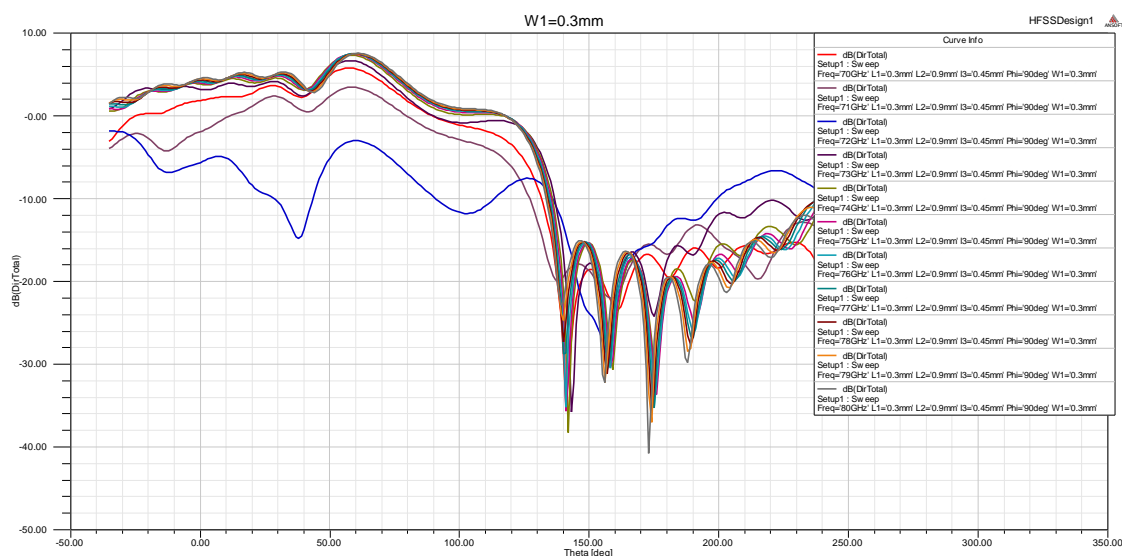


Fig. 3.2.29 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Al variar W_1 , cambia la frecuencia de trabajo de la antena y se modifica ligeramente el ancho de banda, aunque se sigue sin producir el barrido esperado al cambiar la frecuencia.

Después de realizar los pertinentes barridos paramétricos y ver que no mejora nada el comportamiento de la antena, decidimos desechar este diseño y empezar de nuevo con otro.

3.3 ESTRUCTURA TIPO 2

3.3.1 Presentación

Hace algún tiempo en la Universidad Pública de Navarra se realizó un estudio de una antena CRLH LW con el objetivo de diseñar una estructura radiante que fuera capaz de hacer un barrido espacial. Los resultados logrados fueron buenos ya que se consiguió que el espacio barrido fuera de unos 50°.

Debido a que dicha estructura estaba formada por celdas unidad con la misma geometría que las estudiadas en la estructura de tipo 1 y que uno de nuestros objetivos finales también es realizar un barrido espacial, decidimos rediseñar nuestra estructura radiante siguiendo las pautas indicadas en dicho estudio de la UPNA.

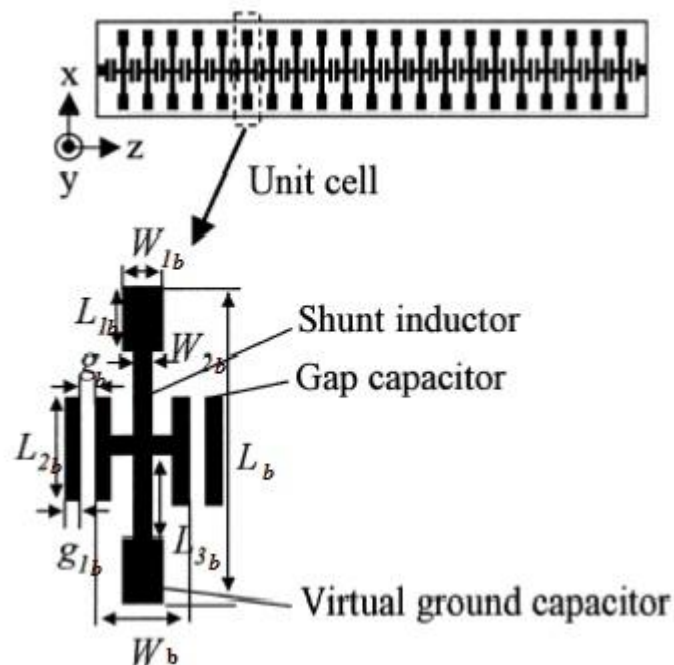


Fig.3.3.1 Estructura de la antena CRLH LW estudiada en la UPNA. Dimensiones de la celda unidad.

Nada más comenzar nos damos cuenta que las dimensiones de los parámetros de la celda unidad siguen relaciones distintas que en la estructura de tipo 1 y que además estas medidas características dependen λ_0 , por lo tanto de la frecuencia de trabajo. Así que para hallar las dimensiones de las partes que conforman la celda unidad, debemos primero calcular la frecuencia de trabajo.

$$f = \frac{c}{\lambda_0} \rightarrow \lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{77 \cdot 10^9} = 3.89 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Una vez hallado el valor de λ_0 y siguiendo la tabla que aparece en el estudio nos disponemos a calcular las longitudes correspondientes.

Longitudes de la antena	Longitudes (λ_0)	Longitudes (mm)
L_b	$0.21 \cdot \lambda_0$	0.817
W_b	$0.13 \cdot \lambda_0$	0.506
g_b	$0.01 \cdot \lambda_0$	0.0389
L_{1b}	$0.07 \cdot \lambda_0$	0.272
L_{2b}	$0.03 \cdot \lambda_0$	0.117
L_{3b}	$0.03 \cdot \lambda_0$	0.117
W_{1b}	$0.07 \cdot \lambda_0$	0.272
W_{2b}	$0.01 \cdot \lambda_0$	0.0389
g_{1b}	$0.02 \cdot \lambda_0$	0.0778
Período de unidad de celda	$0.14 \cdot \lambda_0$	0.0778
Espesor del dieléctrico	$0.022 \cdot \lambda_0$	0.08558

Como podemos observar, el espesor del dieléctrico está relacionado con la frecuencia, el problema es que hemos decidido trabajar con el dieléctrico Rogers RT/duroid 5880 y sólo se fabrica en determinados espesores, por lo que vamos a seleccionar el espesor que más se aproxima al calculado, que es el de 0.127mm.

Una vez conocidas todas las medidas, calculamos de nuevo la anchura de la pista de entrada para que la impedancia de entrada de la antena sea de 50Ω , este cálculo se realiza de la misma manera que ya ha sido descrita en el apartado anterior. En este caso dicha anchura debe ser fijada a 0.04mm. Nos disponemos a dibujar la nueva antena.

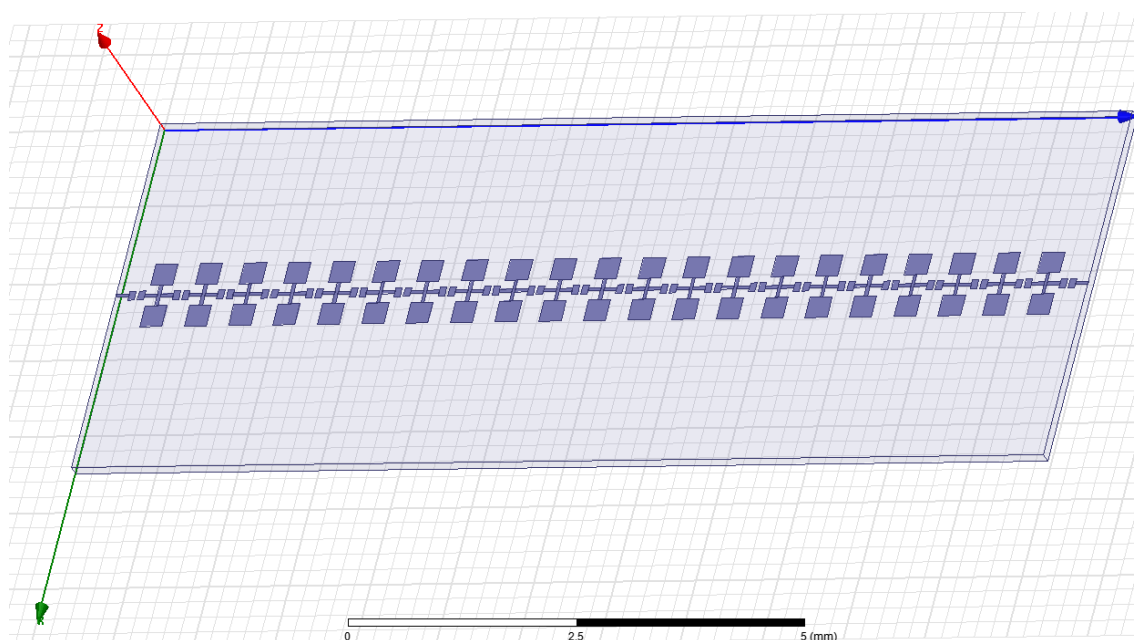


Fig.3.3.2 Estructura de la antena CRLH LW en HFSS.

Y a continuación realizar el análisis para ver cómo se comporta tanto el coeficiente de reflexión (S_{11}) como el diagrama de radiación.

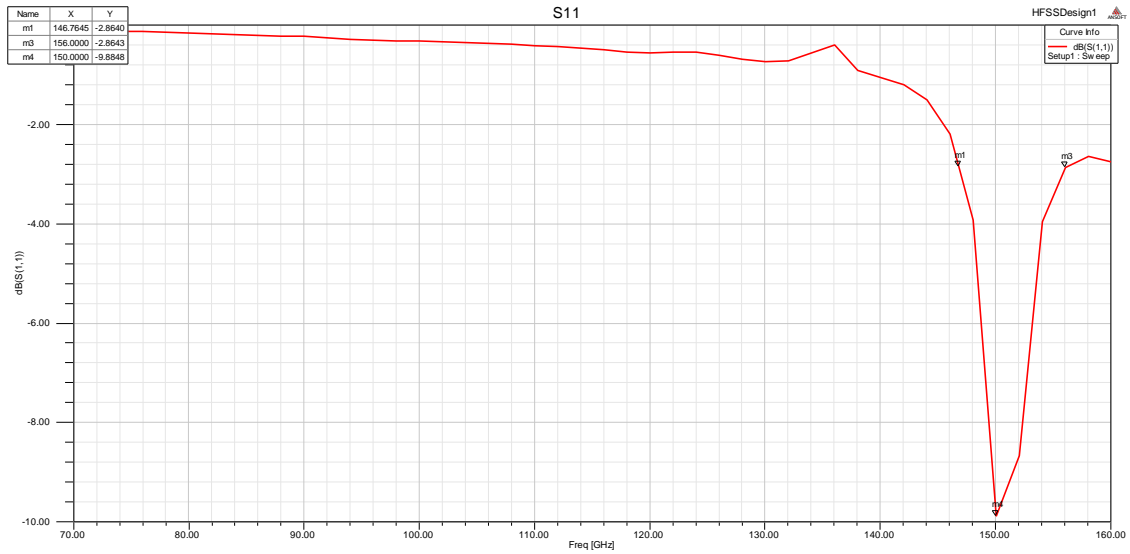


Fig.3.3.3 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

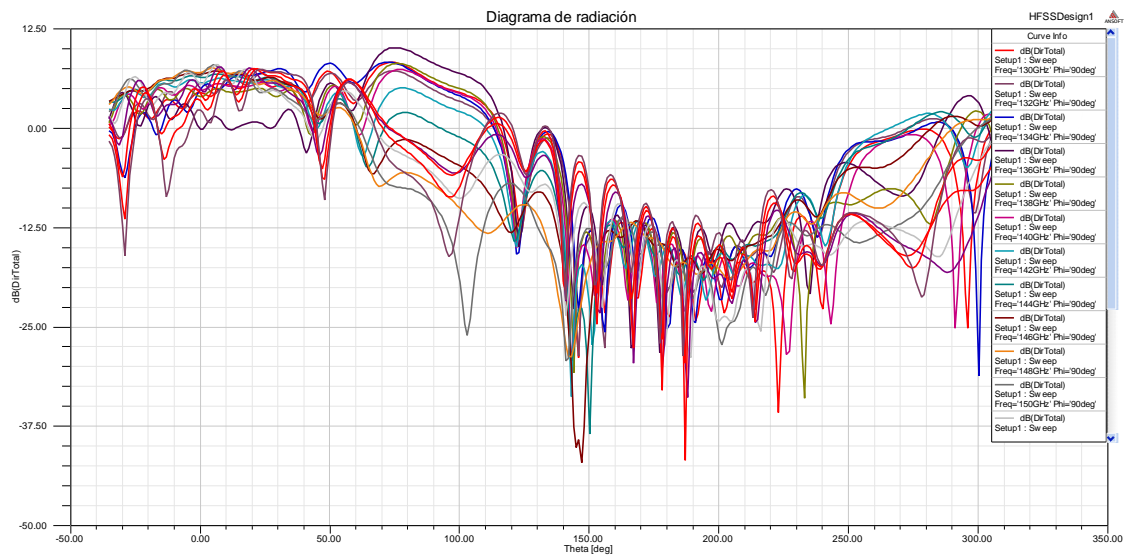


Fig.3.3.4 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Como se puede comprobar la frecuencia de trabajo es aproximadamente el doble de la deseada y el diagrama de radiación tampoco es lo que esperábamos, vamos a realizar cambios en las medidas de la antena, sustituiremos f por $f/2$, de tal modo que:

$$f = \frac{c}{\lambda_0} \rightarrow \lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{77 \cdot 10^9 / 2} = 7.79 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Longitudes de la antena	Longitudes (λ_0)	Longitudes (mm)
L_b	$0.21 * \lambda_0$	1.64
W_b	$0.13 * \lambda_0$	1.01
g_b	$0.01 * \lambda_0$	0.0779
L_{1b}	$0.07 * \lambda_0$	0.545
L_{2b}	$0.03 * \lambda_0$	0.234
L_{3b}	$0.03 * \lambda_0$	0.234
W_{1b}	$0.07 * \lambda_0$	0.545
W_{2b}	$0.01 * \lambda_0$	0.0779
g_{1b}	$0.02 * \lambda_0$	0.156
Período de unidad de celda	$0.14 * \lambda_0$	1.09
Espesor del dieléctrico	$0.022 * \lambda_0$	0.172

En este caso el espesor de sustrato elegido es también 0.127mm por ser el sustrato fabricado más cercano en cuanto a medidas se refiere. De nuevo debemos calcular la anchura de la pista de entrada, para que la impedancia de entrada sea 50Ω en este caso es de 0.8mm.

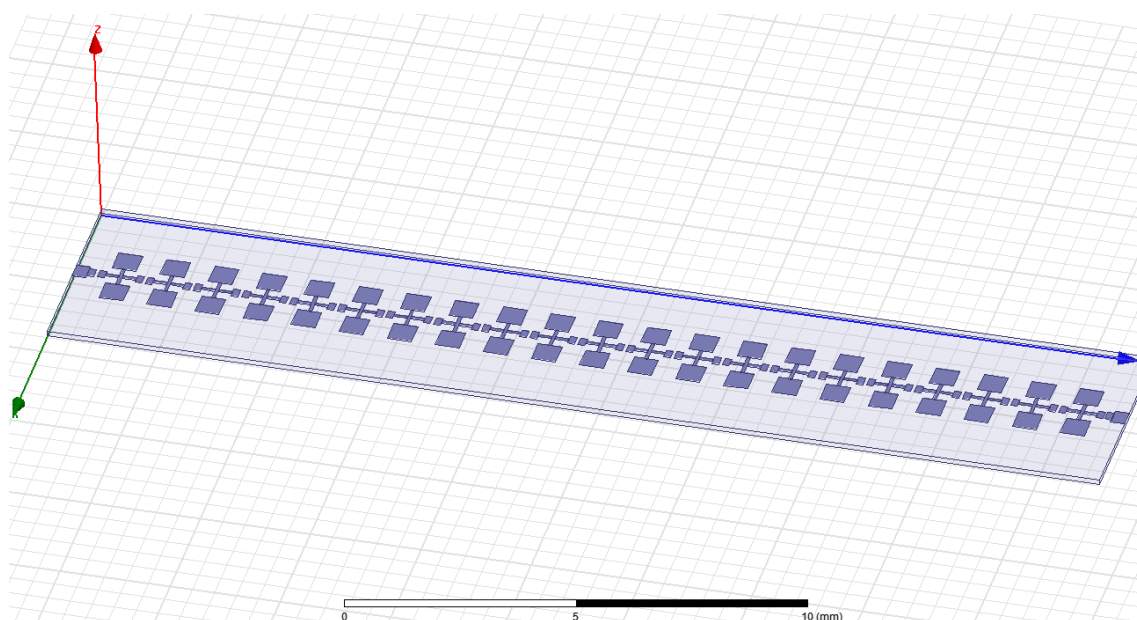


Fig.3.3.5 Estructura de la antena CRLH LW en HFSS.

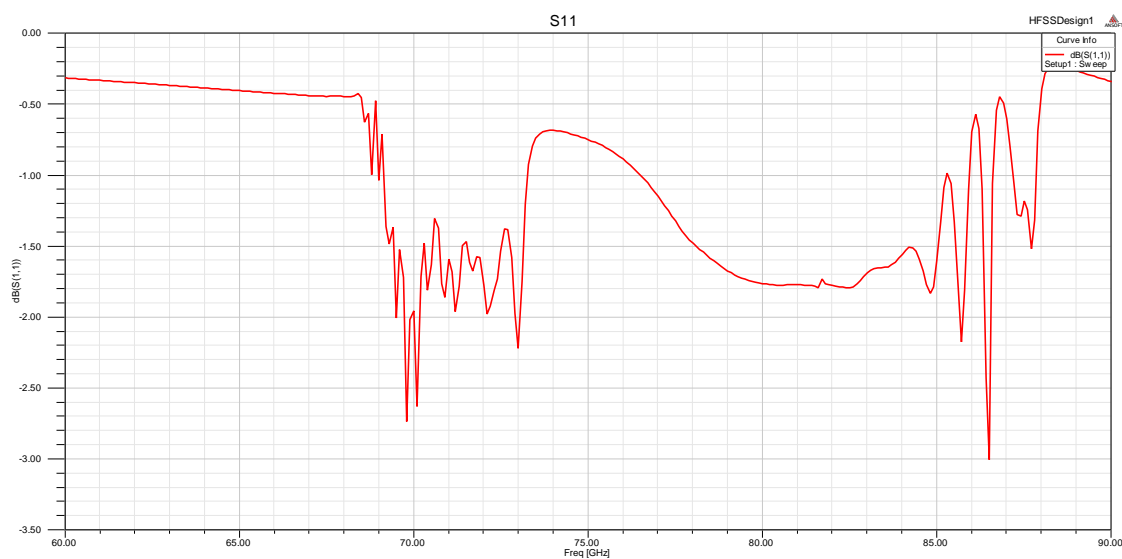


Fig.3.3.6 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz)..

Como los resultados obtenidos son muy malos, probamos a cambiar el grosor del sustrato a 0.254mm.

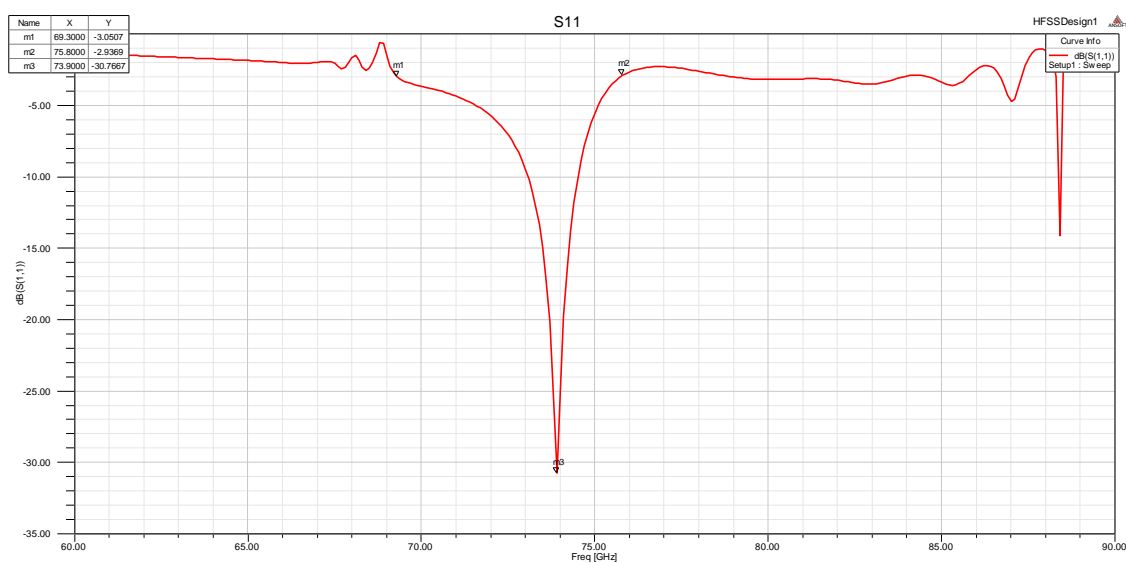


Fig.3.3.7 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

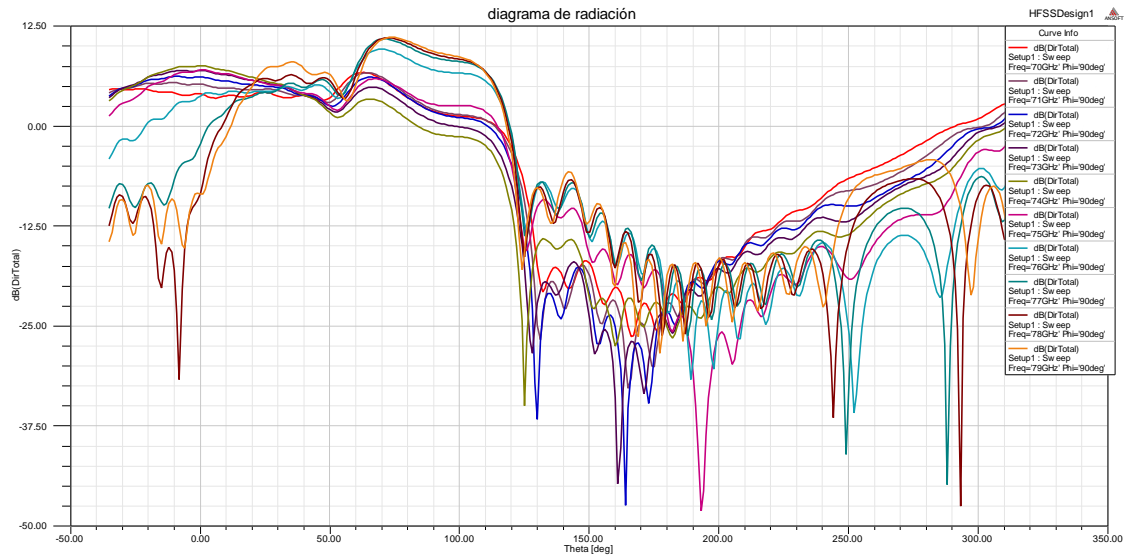


Fig.3.3.8 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Vemos que el coeficiente de reflexión sufre una amplia mejoría. El ancho de banda a -3dB (todos los anchos de banda van a estar referidos a -3dB) se incrementa hasta los 6GHz y el mínimo valor de S_{11} es de -30dB, mientras que el diagrama de radiación permanece casi inalterado. Por lo que decimos realizar análisis paramétricos en esta estructura para ver si podemos lograr nuestros objetivos.

3.3.2 Análisis de W_{1b} (de 0.3mm a 0.7mm cada 0.1mm)

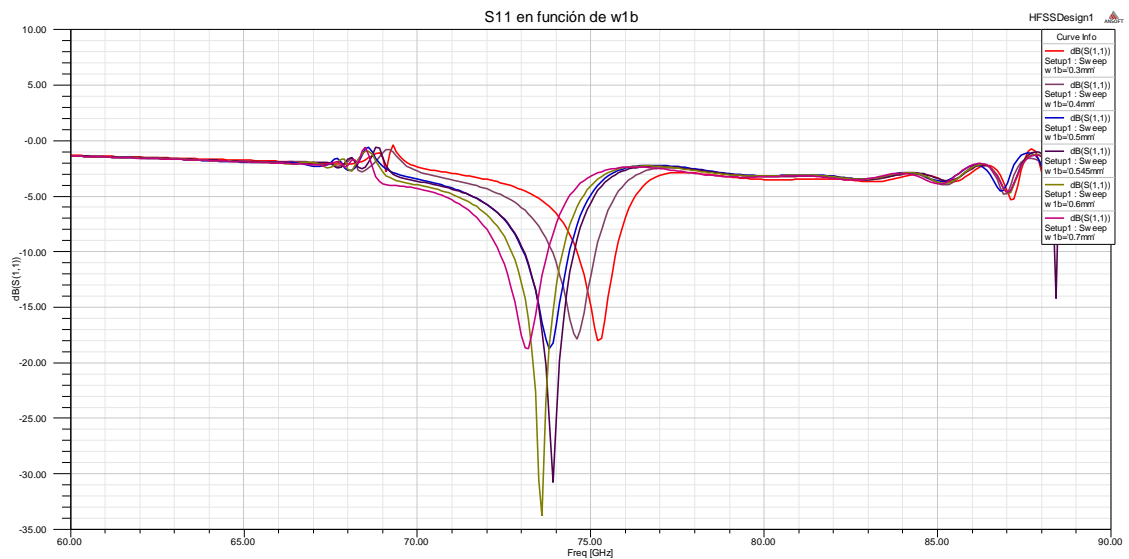


Fig.3.3.9 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de W_{1b} .

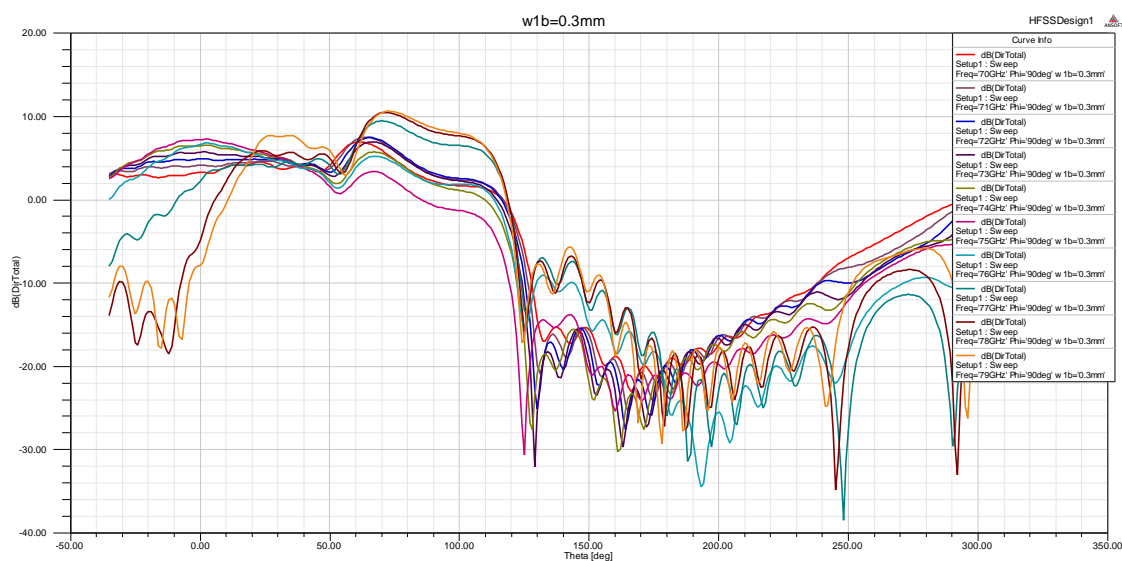


Fig.3.3.10 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

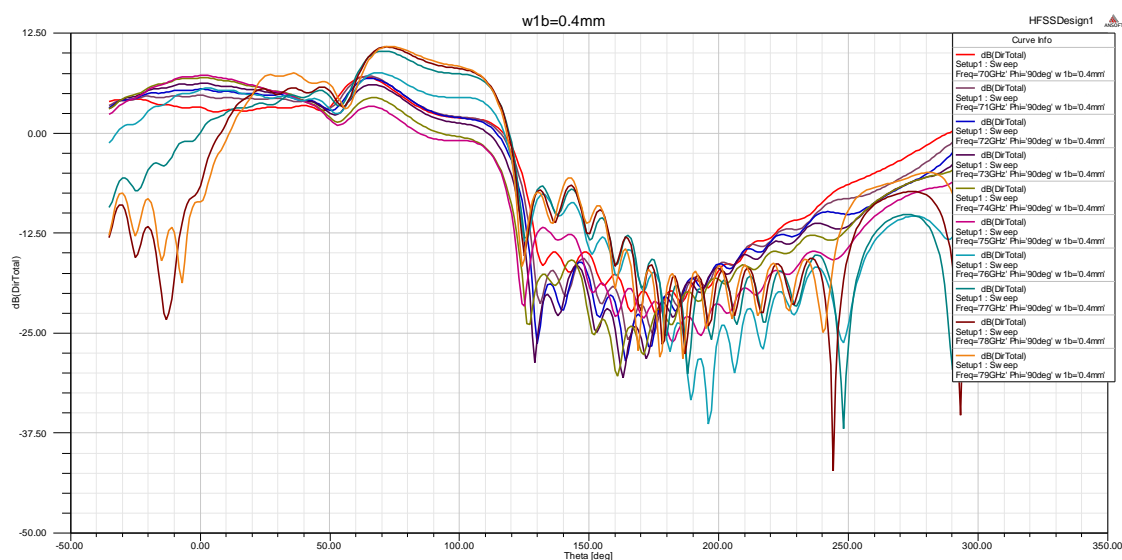


Fig.3.3.11 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

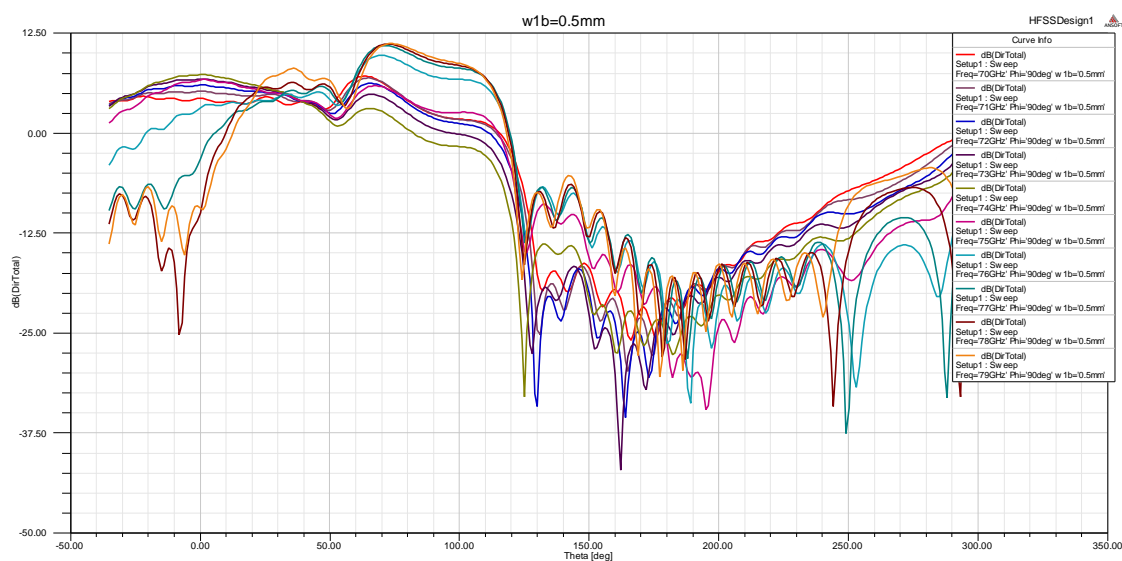


Fig.3.3.12 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

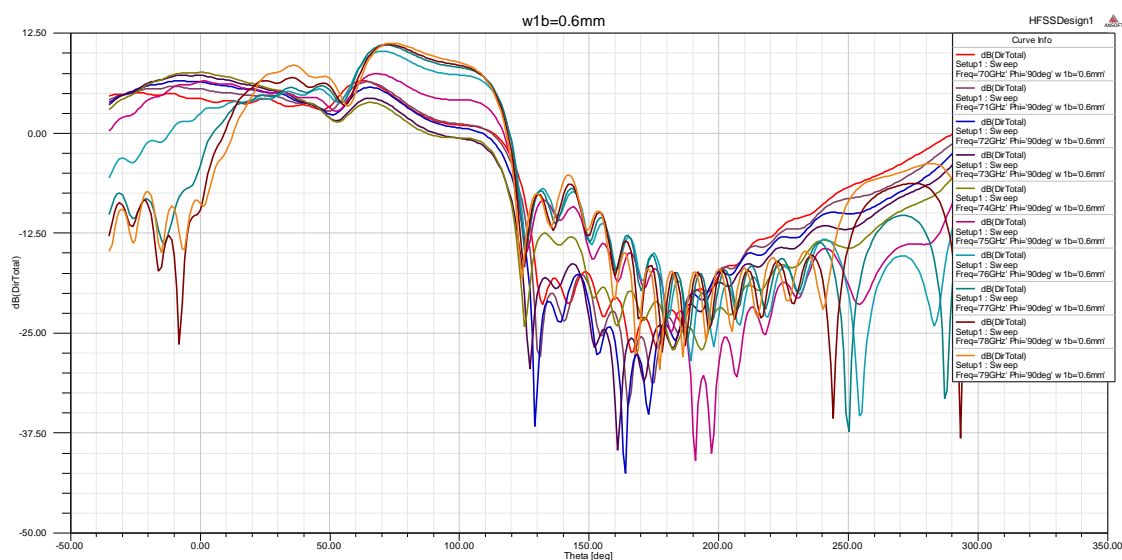


Fig.3.3.13 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

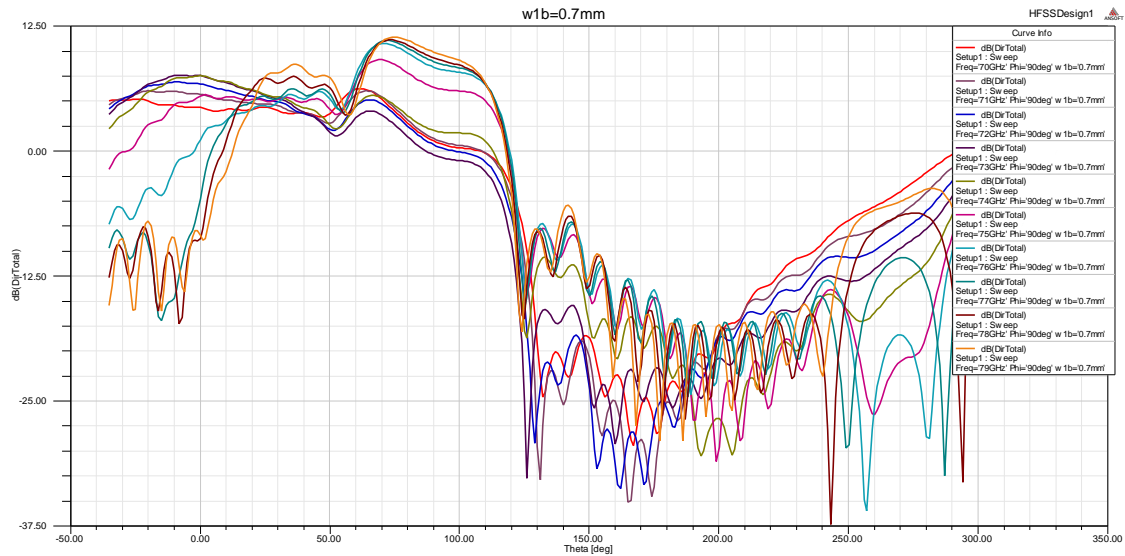


Fig.3.3.14 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^{\circ}$) en función de la frecuencia (GHz).

Al variar el parámetro W_{1b} vemos en los diagramas de radiación que no se producen los deseados barridos. Si observamos el efecto de esta variación en el coeficiente de reflexión vemos que permanecen alrededor de 74GHz y que en un par de casos su valor disminuye. Como no vemos claro que modificar dicho valor nos genere algún tipo de beneficio en nuestro objetivo, decidimos no alterar de momento el valor de W_{1b} previamente establecido.

3.3.3 Análisis de L_{1b}

El tipo de celda que estamos estudiando se corresponde con un circuito equivalente formado por inductancias y capacitancias como el de la siguiente figura [SAT06a] [MAT05].

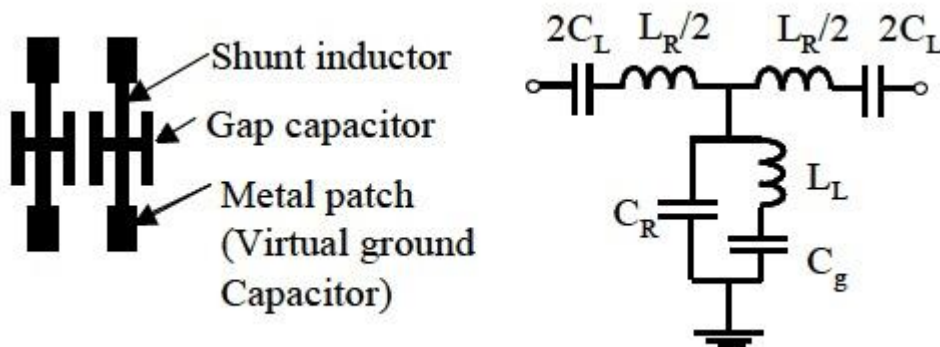


Fig.3.3.15 Estructura de las celdas y circuito equivalente

Y según hemos visto en teoría en el capítulo 2, este circuito muy parecido al que tenemos nosotros tiene el siguiente circuito equivalente.

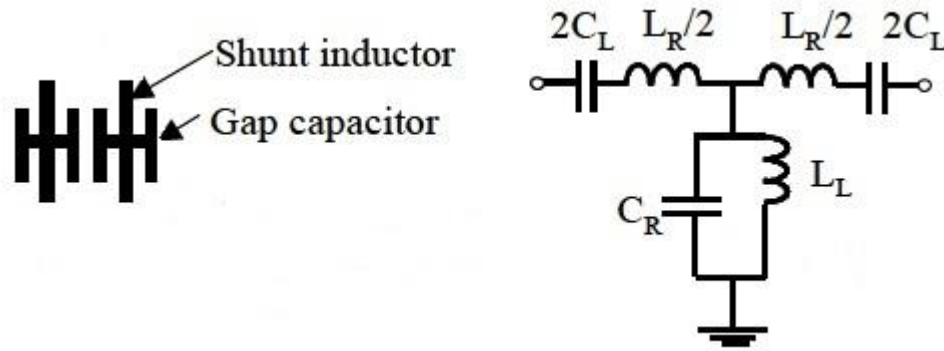


Fig.3.3.16 Estructura de las celdas descritas en el capítulo 2 y circuito equivalente de las mismas.

La diferencia entre ambos circuitos es C_g , como nos interesa que nuestro circuito se comporte como el visto en la teoría del capítulo 2 tenemos que conseguir que el valor de C_g sea muy alto para producir así un cortocircuito. En teoría interdigital, la diferencia es el trozo de pista que hace de C_g , lo que hemos denominado Metal Patch o Virtual Ground Capacitor. Si al Metal Patch le asignamos una longitud de $\lambda_g/4$ conseguimos pasar de tener un abierto en nuestro caso a tener un corto, por lo que llegamos a tener el mismo comportamiento que en la teoría del capítulo 2. Vamos a proceder a calcular el valor de $\lambda_g/4$.

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$

Siendo d el grosor del dieléctrico, W la anchura del conductor y ϵ_r la permitividad relativa.

$$\begin{aligned} \lambda_g &= \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c}{f\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}}} \\ &= \frac{3 \cdot 10^8}{77 \cdot 10^9 \sqrt{\frac{2.2 + 1}{2} + \frac{2.2 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot (0.254 \cdot 10^{-3}) / (0.5 \cdot 10^{-3})}}}} \\ &= 2.88 \cdot 10^{-3} \text{ mm} \rightarrow \lambda_g/4 = 7.21 \cdot 10^{-4} \text{ mm} \end{aligned}$$

Una vez conocido el valor de $\lambda_g/4$, nos disponemos a sustituir el valor de L_{1b} por este otro.

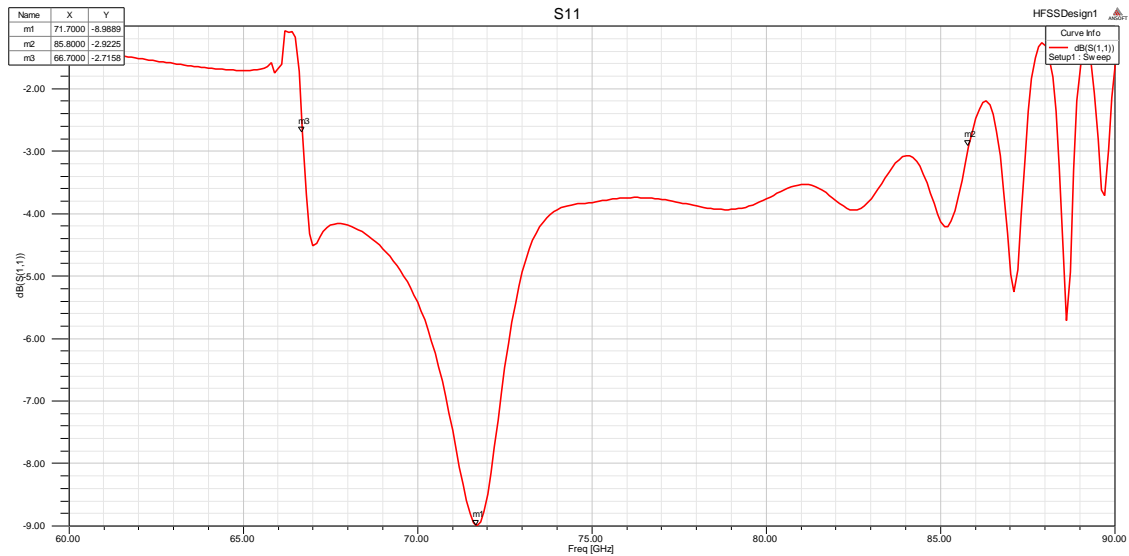


Fig.3.3.17 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Como podemos apreciar, el coeficiente de reflexión ha disminuido su valor hasta los -9dB, pero a la vez el ancho de banda se ha incrementado bastante hasta alcanzar los 14GHz.

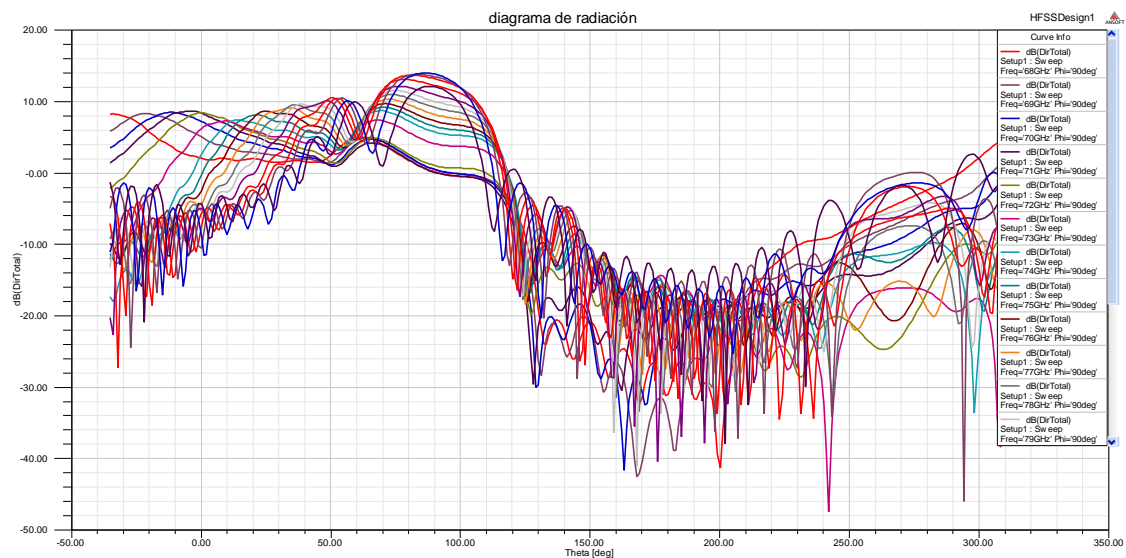


Fig.3.3.18 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Comprobamos que el diagrama de radiación se comporta como deseábamos y se ve cómo se produce el barrido en theta. Para ver mejor este hecho hacemos zoom entre los -50° y los 100°.

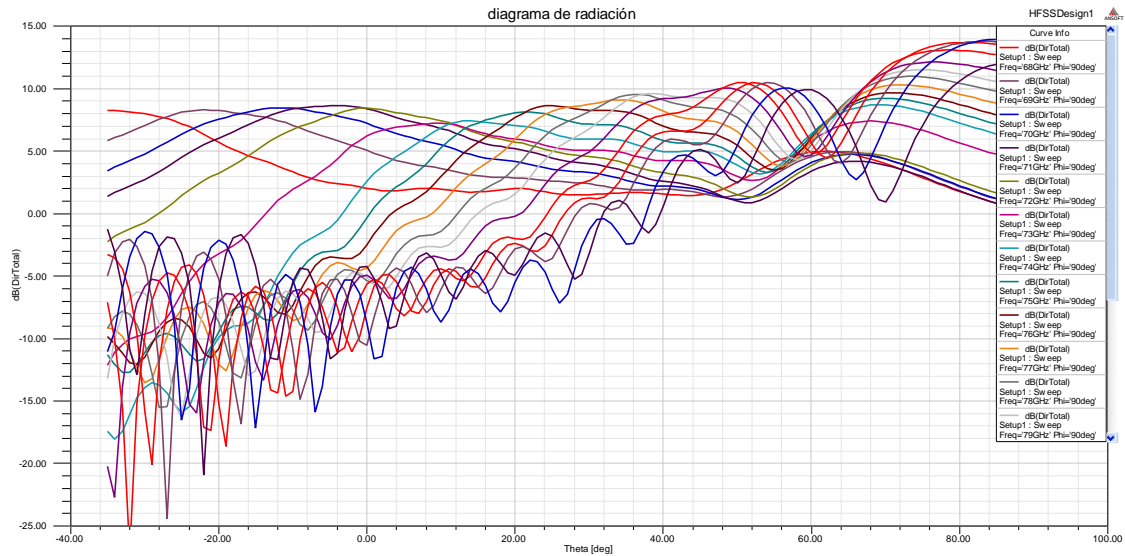


Fig.3.3.19 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Aquí se puede apreciar perfectamente como conforme vamos aumentando la frecuencia el haz va cambiando de dirección produciéndose así un barrido espacial a lo largo de theta de casi 100°, desde -40° hasta 60°. Una vez que hemos conseguido que la antena funcione como deseábamos ahora ha llegado el momento de realizar modificaciones para mejorar algo los resultados.

3.3.4 Análisis de L_{2b} (de 0.15mm a 0.25mm cada 0.05mm)

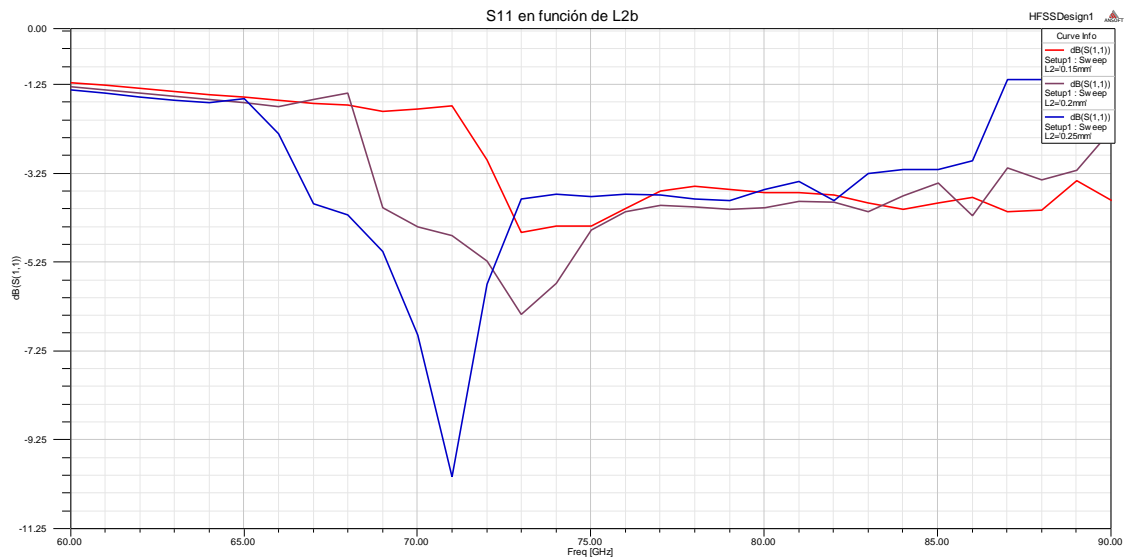


Fig.3.3.20 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de L_{2b} .

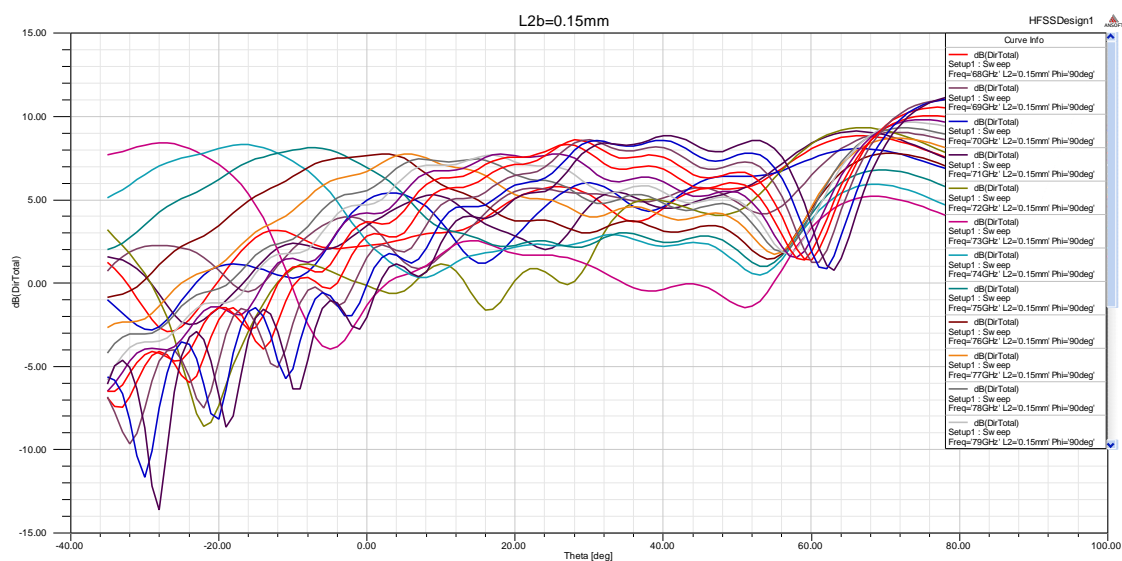


Fig.3.3.21 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

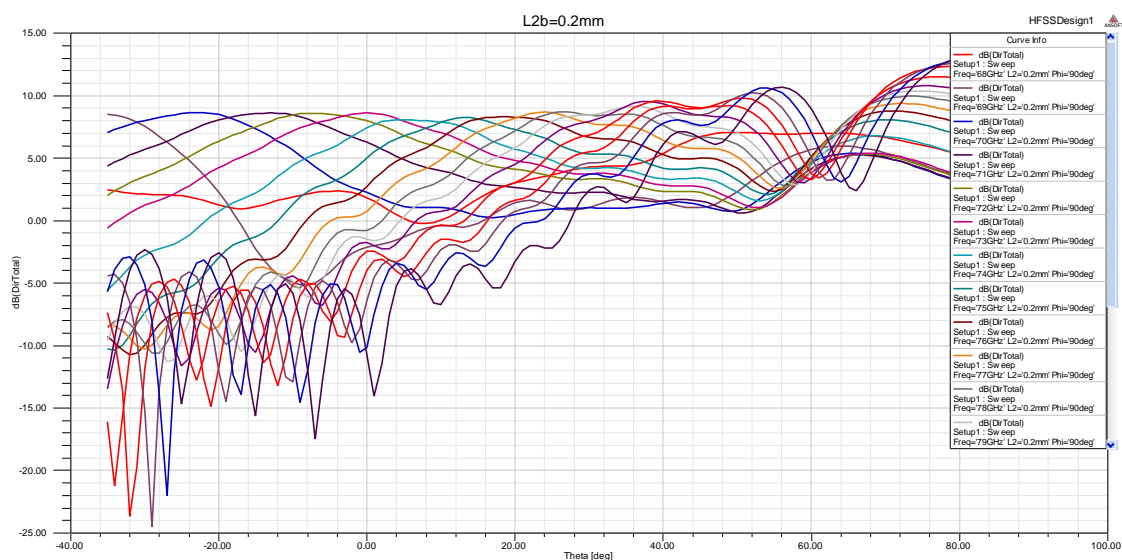


Fig.3.3.22 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

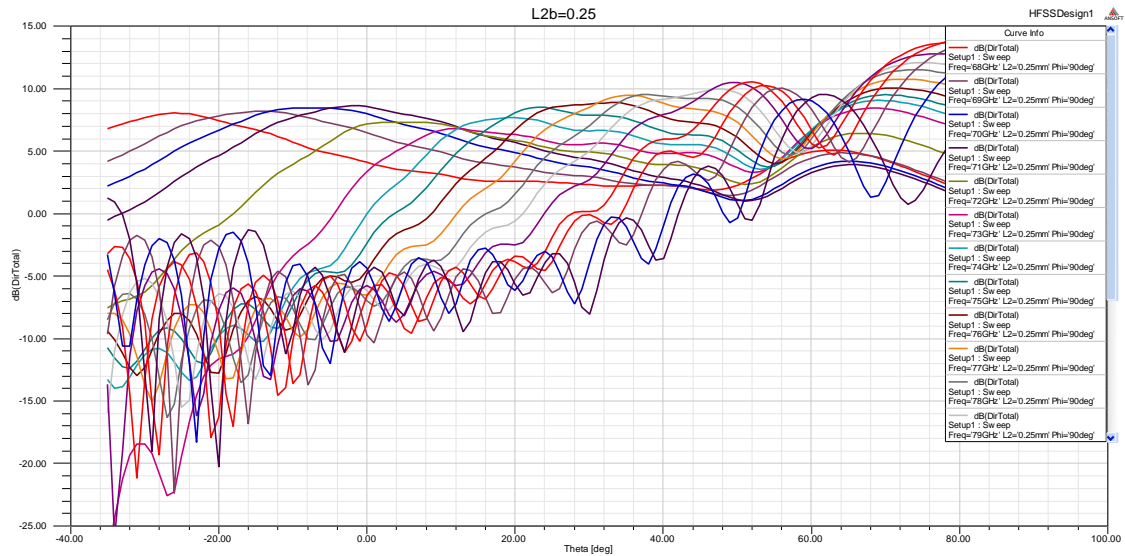


Fig.3.3.23 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Nos quedamos con $L_{2b}=0.2\text{mm}$ ya que hace un barrido desde -40° hasta aproximadamente 60° y los niveles de directividad están alrededor de 10dB, por lo que es el caso mejor de los estudiados. Además el S_{11} es el mejor de los hallados ya que tiene el mejor ancho de banda y el S_{11} más bajo.

3.3.5 Análisis de W_{1b} (de 0.3mm a 0.8mm cada 0.1mm)

Volvemos a hacer un barrido paramétrico de W_{1b} , ya que al haber cambiado el valor de L_{1b} y de L_{2b} , los resultados hallados con anterioridad habrán sido modificados.

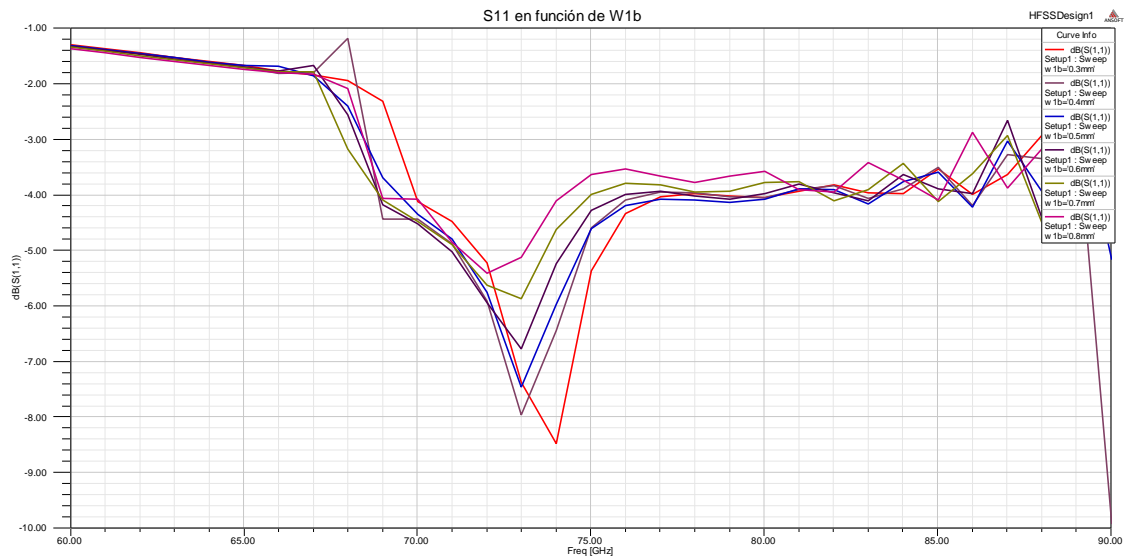


Fig.3.3.24 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de W_{1b} .

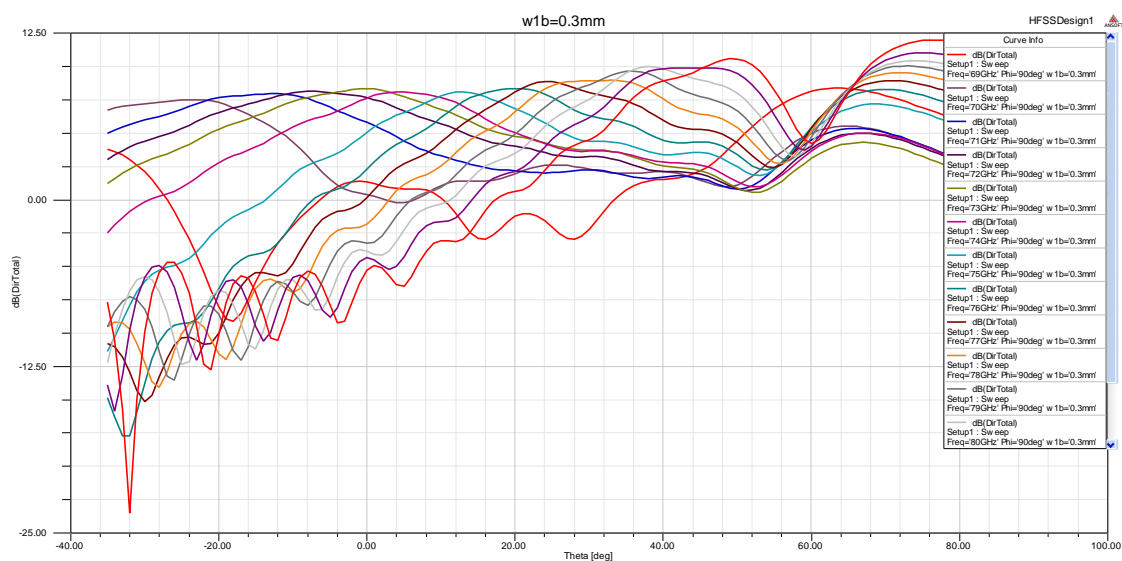


Fig.3.3.25 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

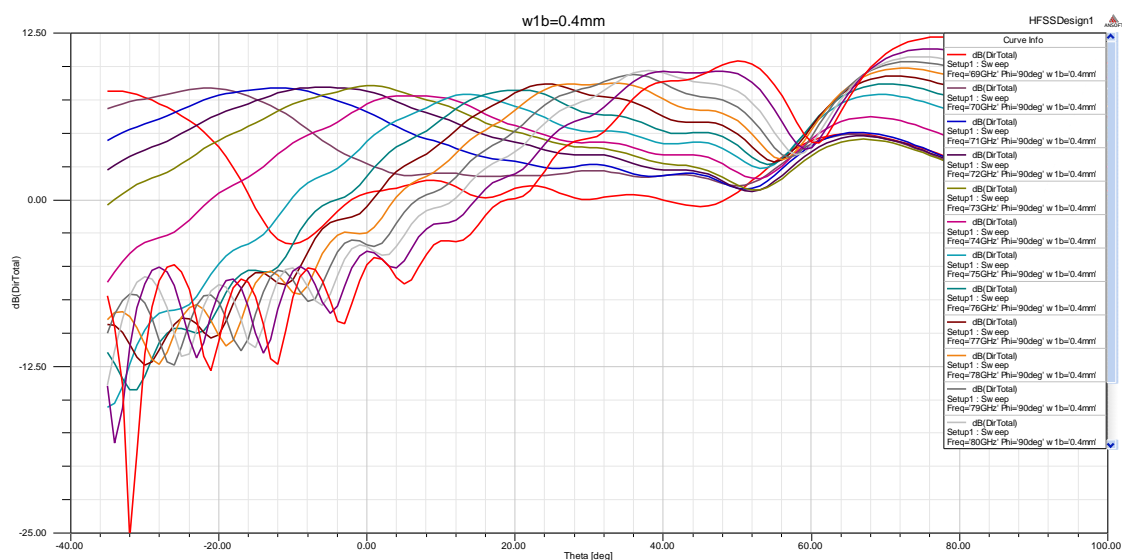


Fig.3.3.26 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

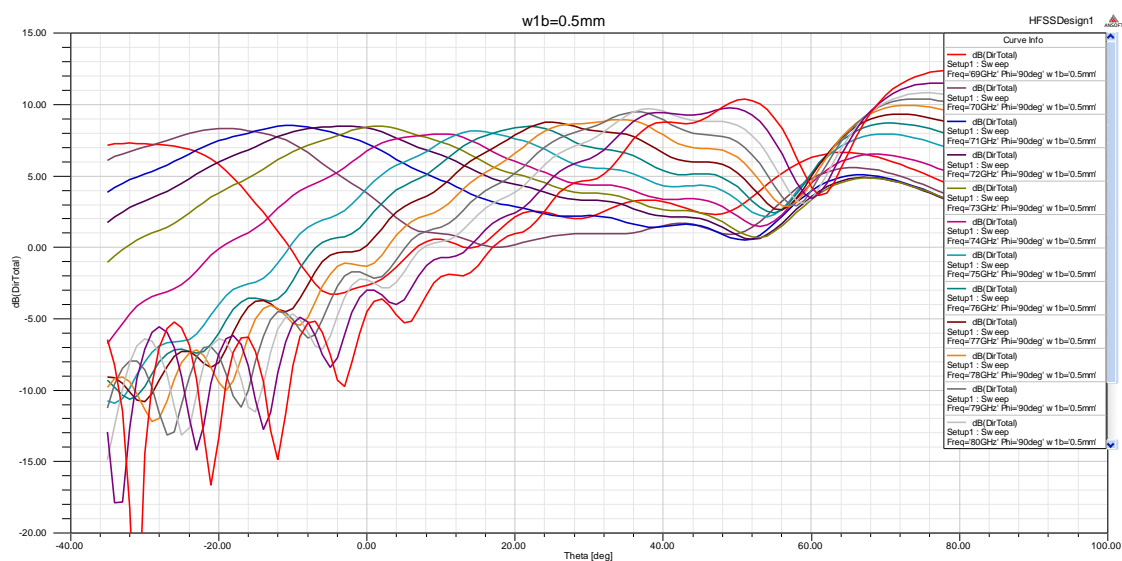


Fig.3.3.27 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

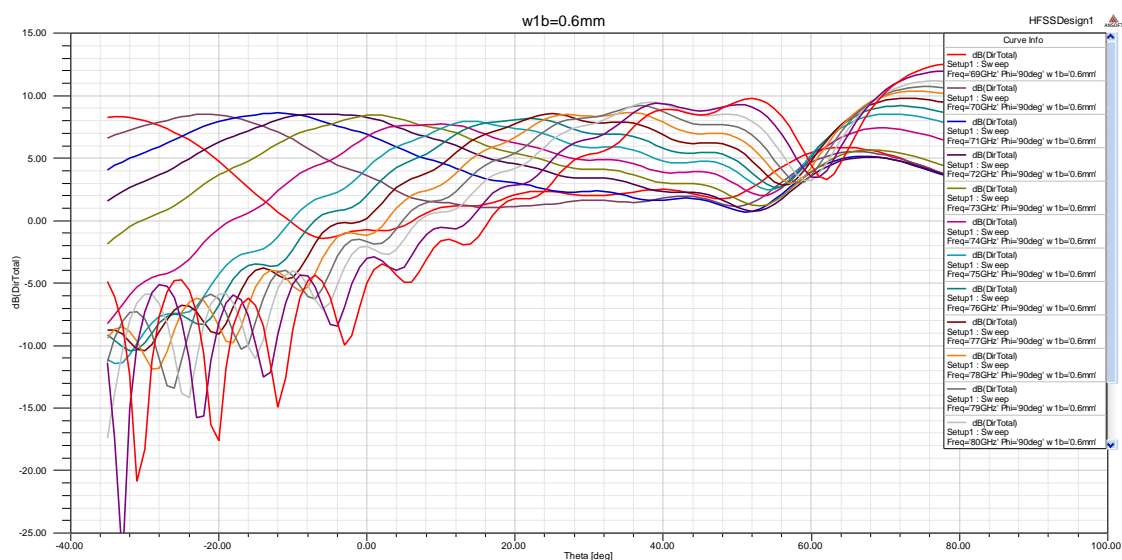


Fig.3.3.28 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

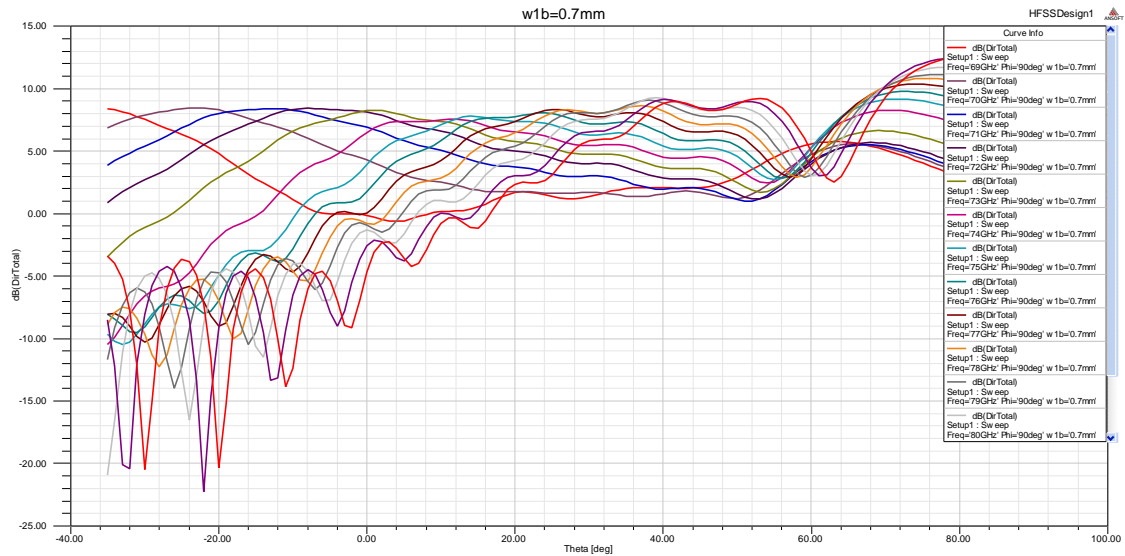


Fig.3.3.29 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^\circ$) en función de la frecuencia (GHz).

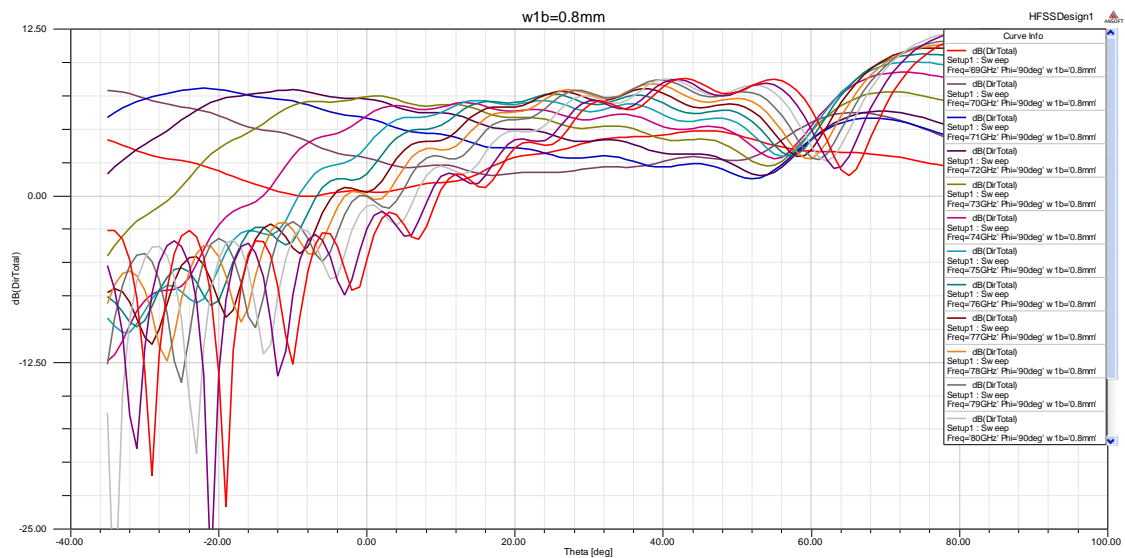


Fig.3.3.30 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^\circ$) en función de la frecuencia (GHz).

De todos los resultados obtenidos, observamos que el perteneciente a $W_{1b} = 0.4 \text{ mm}$, es el más idóneo ya que combina el mejor S_{11} (mayor ancho de banda y menor valor) y el diagrama de radiación con mayor barrido y niveles más altos de directividad.

Esta serie de modificaciones propuestas, han conseguido que alcancemos un resultado que damos por válido, a continuación mostramos en una tabla las dimensiones finales de la antena.

Longitudes de la antena	Longitudes (mm)
L_b	1.95
W_b	1.01
g_b	0.0779
L_{1b}	0.7
L_{2b}	0.2
L_{3b}	0.234
W_{1b}	0.4
W_{2b}	0.0779
g_{1b}	0.156
Período de unidad de celda	1.09
Espesor del dieléctrico	0.254

Durante todo el rato hemos trabajado con puerto de entrada y puerto de salida, para realizar mejor las simulaciones y las medidas, pues bien, ahora vamos a quitar el puerto de salida y dejamos sólo el de entrada, aunque lo alargamos un poco, para hacerlo más real, de tal forma que la pista de entrada alcance una longitud de 1.5mm. Este sería el diseño final de la estructura.

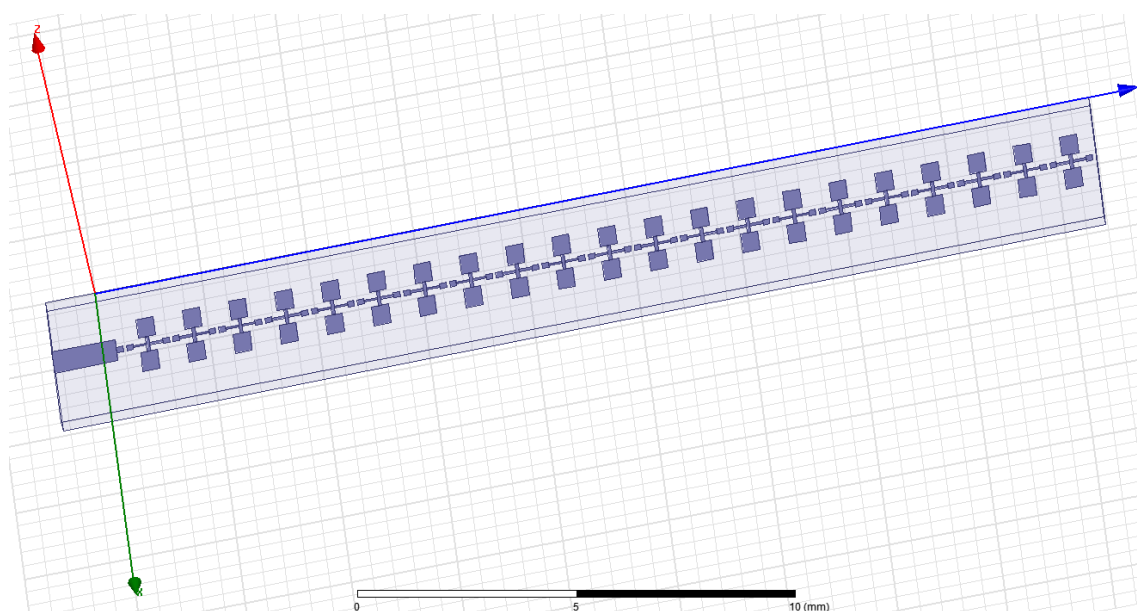


Fig.3.3.31 Estructura de la antena CRLH LW en HFSS.

Y estos el S_{11} y el diagrama de radiación final tanto en coordenadas polares como en cartesianas.

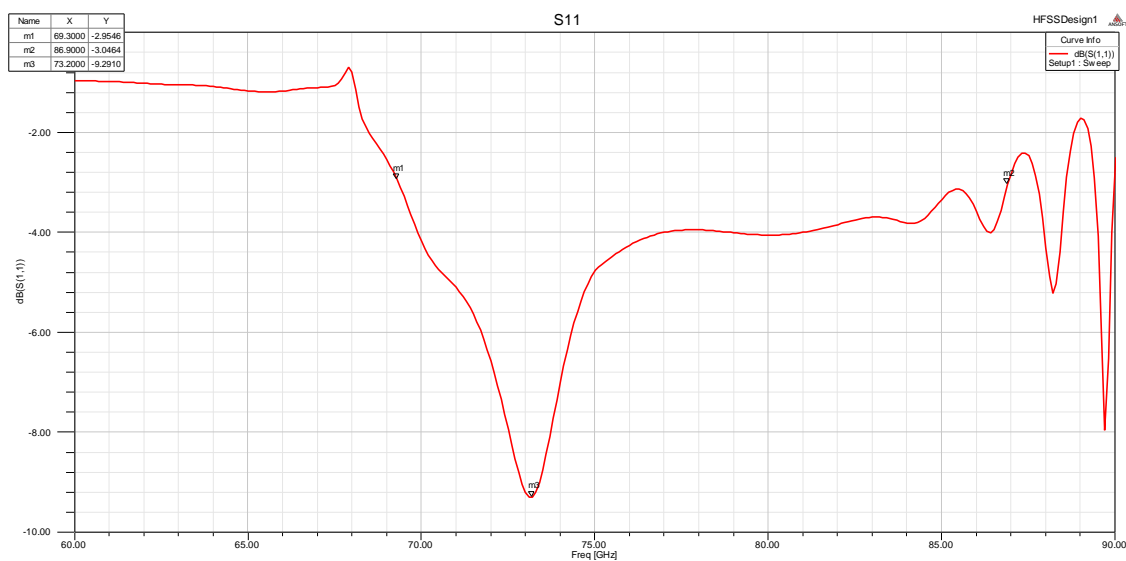


Fig.3.3.32 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

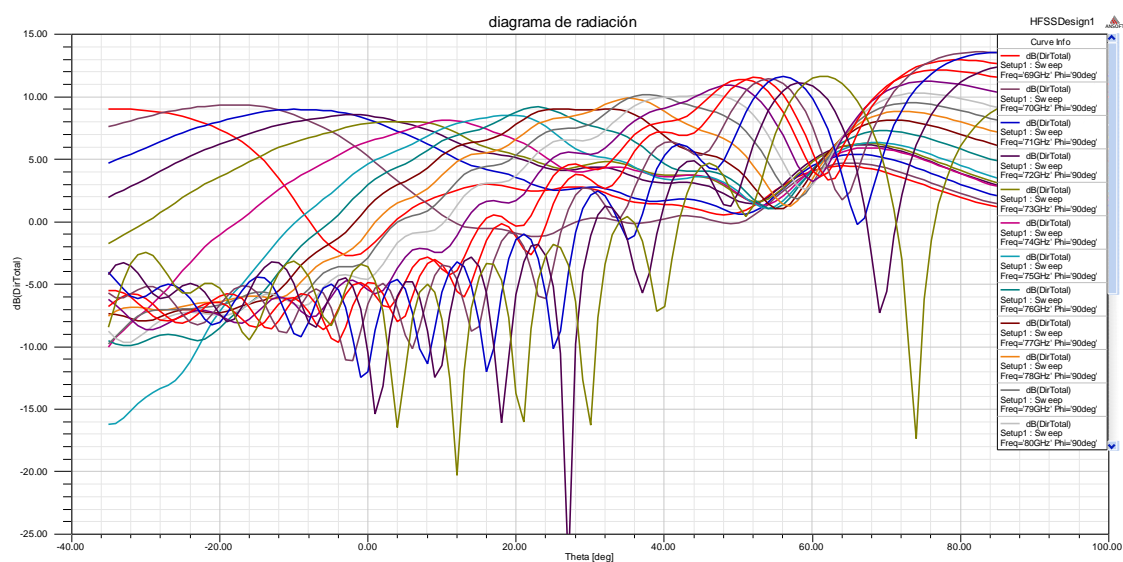


Fig.3.3.33 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

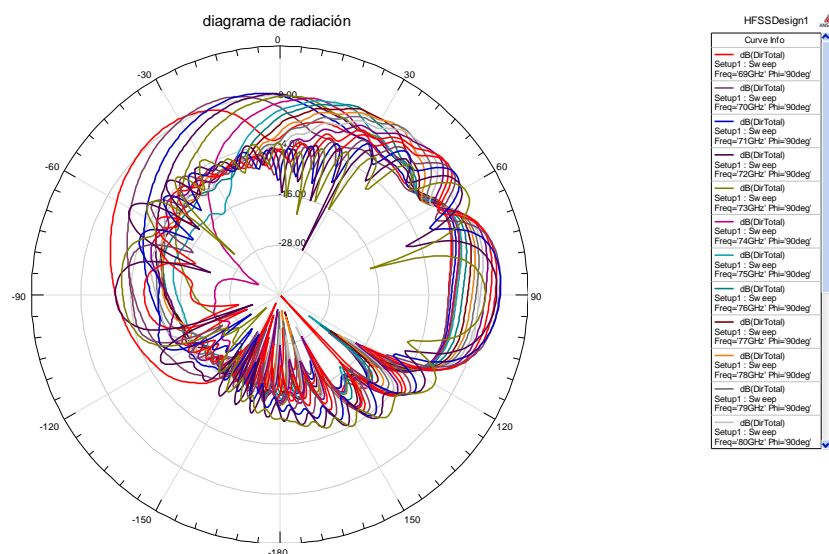


Fig.3.3.34 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz) en coordenadas polares.

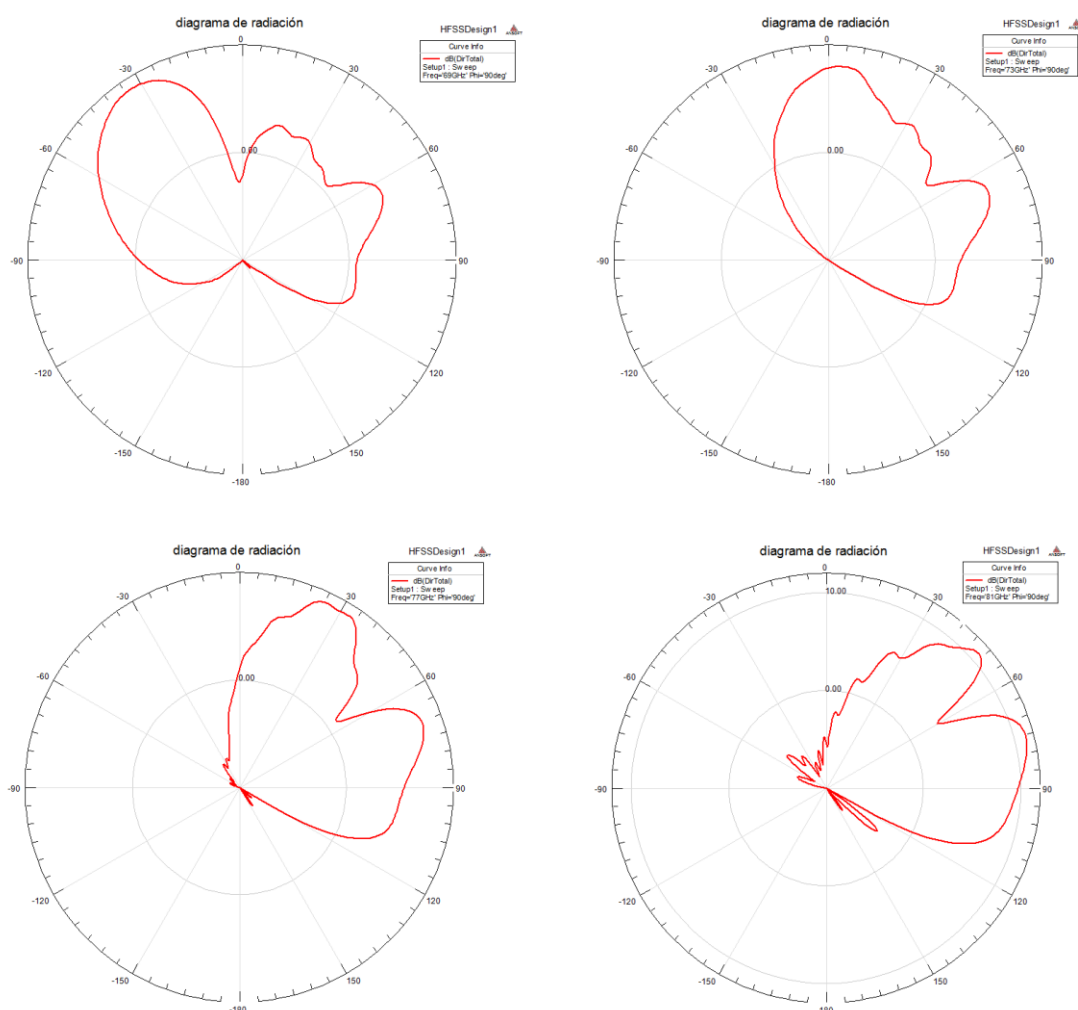


Fig.3.3.35 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en polares. (a) 69GHz (b) 73GHz (c) 77GHz (d) 81GHz.

Estos resultados cumplen las expectativas que teníamos desde el principio del proyecto ya que hemos conseguido que la antena realice un barrido angular en función de la frecuencia de unos 100°, desde -40° hasta 60°, que la frecuencia de trabajo este alrededor de los 77 GHz y que el ancho de banda sea mayor de 4GHz.

A continuación vamos a realizar una última prueba más, vamos a añadirle 3 celdas más, así en vez de 21 tendrá 24 celdas, y vamos a ver cómo afecta esto al comportamiento de la estructura.

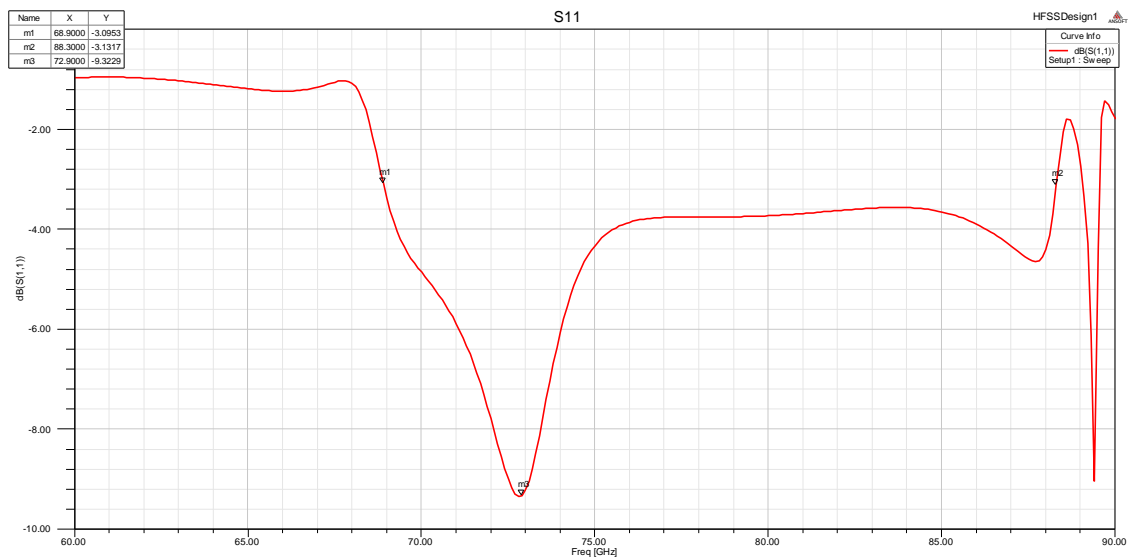


Fig.3.3.36 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

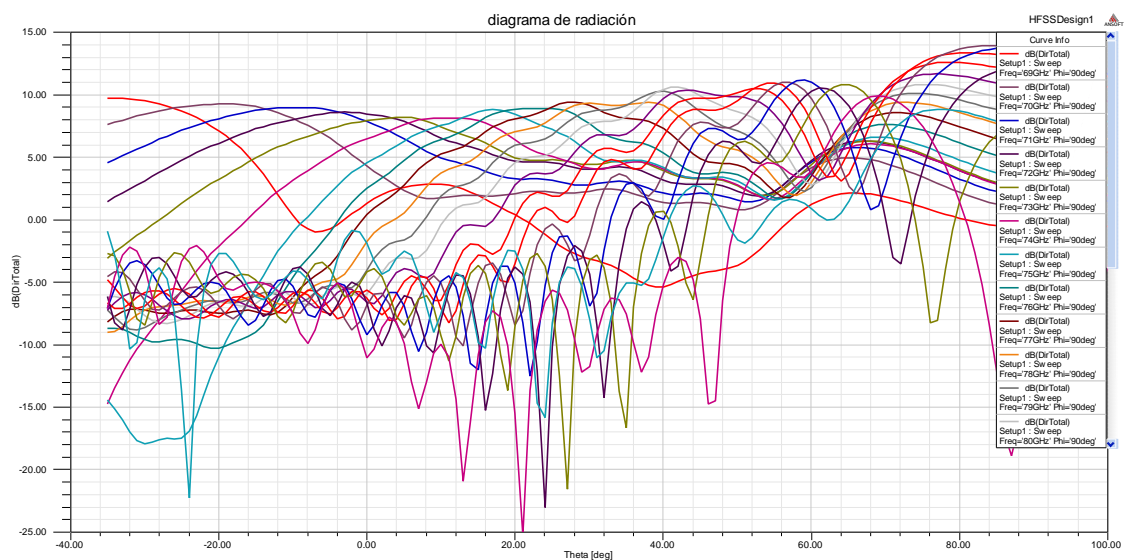


Fig.3.3.37 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

La única diferencia que se produce al añadirle tres celdas más a la estructura es un pequeño incremento en el ancho de banda de 3GHz, que en este caso no es demasiado significativo ya que estamos hablando de anchos de banda de unos 20GHz, por lo que la estructura final será dotada con 21 celdas.

CAPÍTULO 4.

ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA RADIANTE

4.1 INTRODUCCIÓN

La frecuencia de trabajo de la antena diseñada esta alrededor de los 77GHz, a esta frecuencia no existe ningún conector estándar para poder alimentar la antena, por lo que debemos pensar otra forma de hacerlo.

La alimentación se hará mediante una guía de microondas, para ello debemos diseñar una transición de la guía a la antena microstrip, esta transición será una antena Yagi-Uda también fabricada en la misma tecnología que la antena.

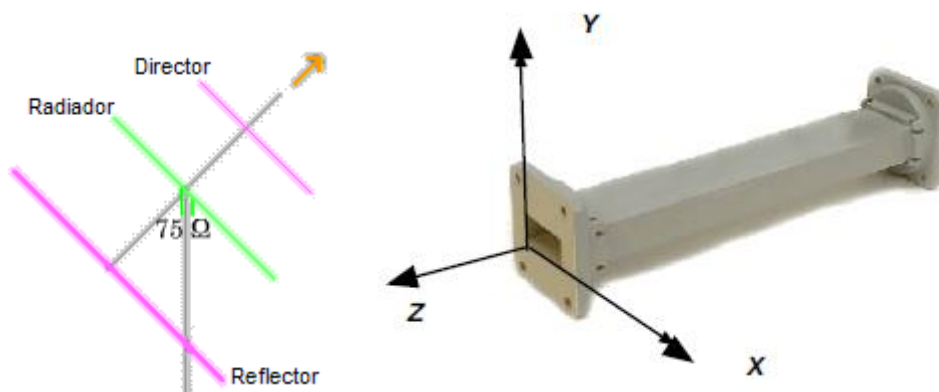


Fig.4.1.1 Esquema de una antena Yagi-Uda. Imagen de una guía de ondas real.

La antena Yagi-Uda es una estructura de onda viajera que, conforme se incrementan el número de elementos su directividad, ganancia y “front-to-back ratio” también lo hacen. El array de una Yagi-Uda está basado en principios de elementos parásitos que no son directamente alimentados por una fuente de energía. Estos elementos son los que dirigen el diagrama de radiación debido a las corrientes inducidas en ellos por la radiación del dipolo. Acorde con su longitud y el espacio entre el dipolo y ellos, los elementos parasitarios se convierten en directores o reflectores. Los directores son más cortos que el dipolo y el diagrama de radiación se centraliza o focaliza en la dirección de estos, mientras que los reflectores son más largos que el dipolo y alejan de ellos el diagrama de radiación. El resultado conjunto es un diagrama de radiación “endfire”. Las antenas Yagi-Uda adquieren significativamente más ganancia y un mejor control del “front-to-back ratio” cuando emplean al menos 3 elementos [NEC04] [NEC05].

Los campos eléctricos y magnéticos pueden organizarse de infinitas maneras en una guía de onda por encima de la frecuencia de corte. Cada una de esas configuraciones se denomina modo. Existen fundamentalmente dos tipos de modos, TM y TE. Los modos TM o transversal magnético, donde el campo magnético es siempre transversal a la dirección de propagación y existe una componente de campo eléctrico en la dirección de propagación y los modos TE o transversal eléctrico, en los que el campo eléctrico es siempre transversal per existe también una componente del campo magnético en la dirección de propagación. El modo de propagación se

identifica por dos letras seguidas de dos subíndices numéricos, ej. TE_{10} . El número de modos posibles se incrementa con la frecuencia para un tamaño de guía dado, y existe un modo, llamado modo dominante que es el único que se puede transmitir a la frecuencia más baja que soporta la guía de onda.

En una guía rectangular, como va a ser en nuestro caso, la dimensión crítica es la x, esta dimensión debe ser mayor que 0.5 veces la frecuencia más baja que va a ser transmitida. En la práctica la dimensión Y suele ser igual a 0.5 veces la de X para evitar la posibilidad de que se opere en otro modo que no sea el modo dominante. A la hora de dimensionar la guía de microondas, hay que consultar las tablas de las medidas estándar que existen para los diferentes rangos de frecuencia, en nuestro caso trabajaremos en la banda W, por lo que nos corresponde utilizar la guía estándar WR-10 que tiene unas dimensiones de 2.54mmx1.27mm, para hacer más sencillos los cálculos de momento utilizaremos 2.5mmx1.3mm [web2] .

Un dipolo impreso es usado para crear una onda de superficie del modo TE_{10} con el mínimo modo TM_0 posible, de hecho, es el que determina el nivel de la polarización cruzada [POZ98].

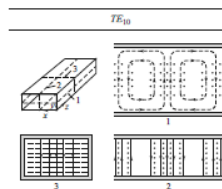


Fig.4.1.2 Representación del modo TE_{10}

Así, cualquier director que sea añadido dirigirá las ondas de la antena hacia la dirección de “endfire”, simultáneamente se ve envuelto como un elemento de impedancia y el plano de masa de la línea microstrip del puerto de entrada del CPS (coplanar strip transition) actúa como reflector. Las dimensiones iniciales de la antena se escogen como se harían en el caso de una Yagi normal.

Combinando así de esta forma una guía de onda y una antena Yagi conseguimos alimentar nuestra antena.

A la hora de realizar el diseño de la parte que va a alimentar a nuestra antena debemos tener en cuenta dos parámetros, el coeficiente de reflexión (S_{11}) y el coeficiente de transmisión (S_{21}). El parámetro S_{21} nos interesa que sea cercano a cero mientras que S_{11} lo más bajo posible. Podemos decir que la estructura no tiene pérdidas si cumple que:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

Por lo que en nuestro diseño debemos intentar que la suma de los cuadrados de S_{11} y S_{21} sea lo más aproximado a 1 que podamos.

4.2 DISEÑO

4.2.1 Transición de la antena a la guía

Debido al tamaño de la guía, 2.54mmx1.27mm, hay que realizar una transición para poder adaptar la anchura de la antena a una anchura más pequeña que la de la guía de microondas. Para ello hemos diseñado una pieza con forma de trapecio y que unirá la parte de la antena con la parte de la alimentación, como se puede observar a continuación.

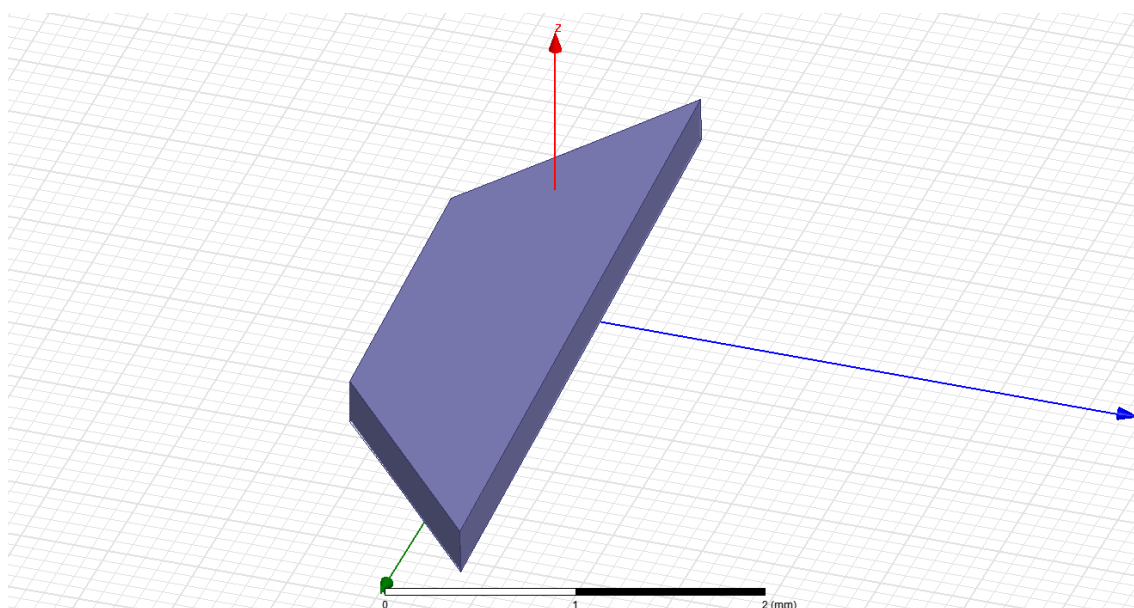


Fig.4.2.1 Diseño de la transición en HFSS.

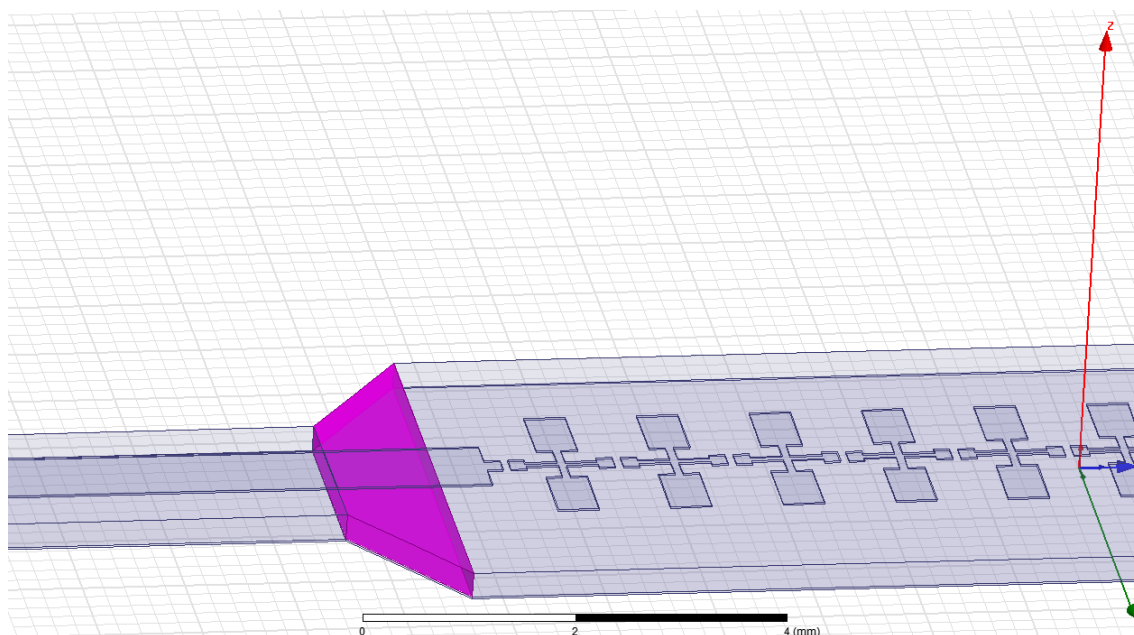


Fig.4.2.2 Diseño de la estructura en HFSS.

La longitud de dicho trapecio es de 1.3mm, su base más ancha igual que la anchura de la antena y la más estrecha debe ser estudiada para dar con el valor que más nos convenga. Esa pieza de transición será añadida a la guía que vamos a estudiar.

A continuación vamos a estudiar la anchura de la base más pequeña del trapecio, para ello realizamos un análisis paramétrico variando la longitud de esta base desde 1mm hasta 2mm y lo hacemos cada 0.1mm, en las siguientes gráficas se muestran los valores de S_{11} y S_{21} del sistema de alimentación según las diferentes medidas de la esta base.

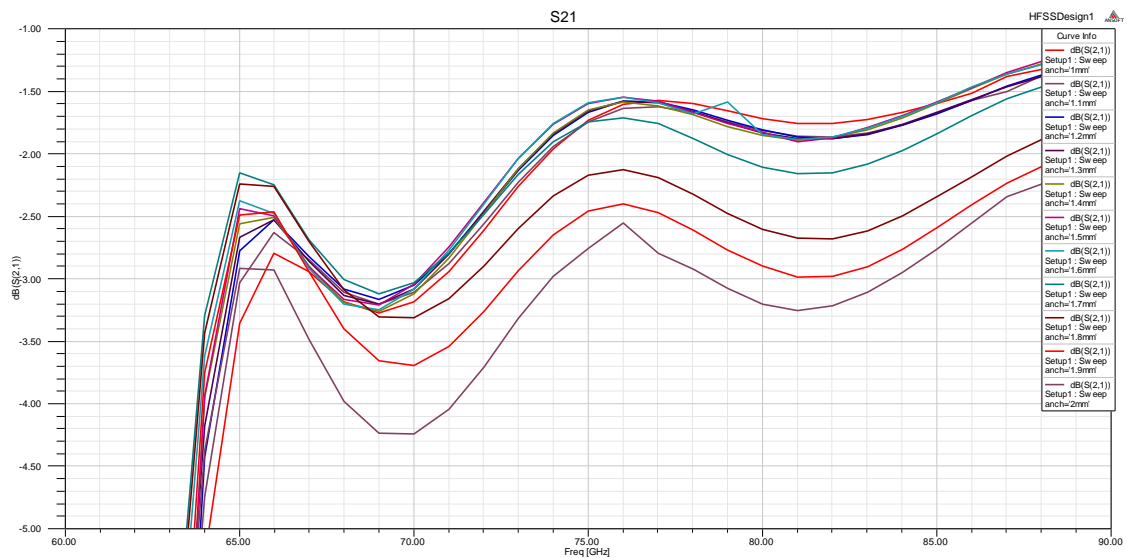


Fig.4.2.3 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la anchura de la base del trapecio.

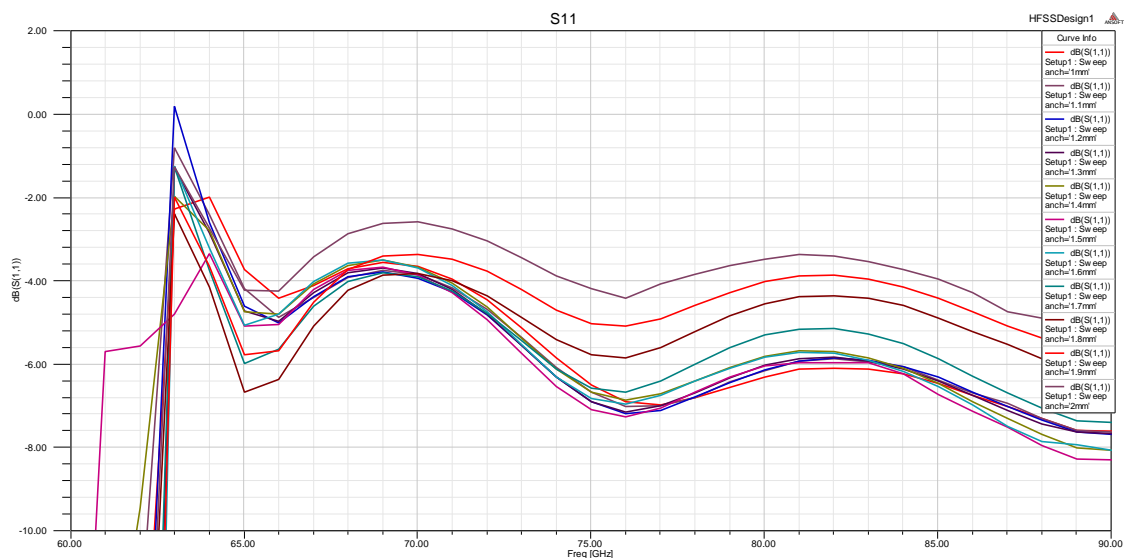


Fig.4.2.4 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la anchura de la base del trapecio.

Viendo los resultados llegamos a la conclusión de que la medida idónea es 1.9mm. A continuación vemos los parámetros S_{11} y S_{21} para esta medida en una misma gráfica.

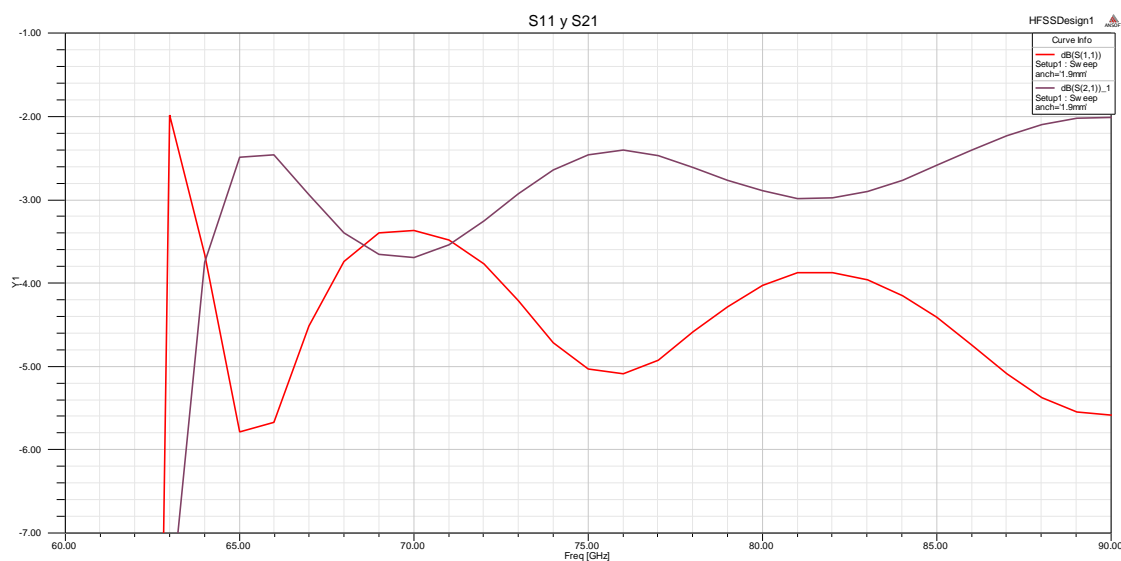


Fig.4.2.5 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

4.2.2 Yagi- Uda

Las dimensiones de la antena Yagi-Uda dependen directamente de la longitud de onda, en nuestro caso de la longitud de onda en el dieléctrico ($\lambda_g = 2.88m$). Existen unas directrices generales para calcular aproximadamente las dimensiones de las diferentes partes de la Yagi.

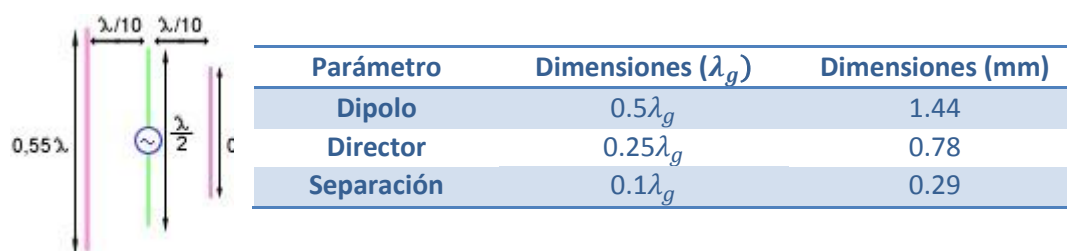


Fig.4.2.6 Esquema de una antena Yagi-Uda. Tabla con las dimensiones de la Yag-Uda.

Cada director que se añada debe tener una longitud un 5% menor que la longitud del director anterior.

Vamos a realizar un análisis para comprobar cuáles son las medidas experimentales con las que el dipolo consigue un mejor funcionamiento.

Análisis del dipolo

- Longitud del dipolo (de 1mm a 1.6mm cada 0.1mm)

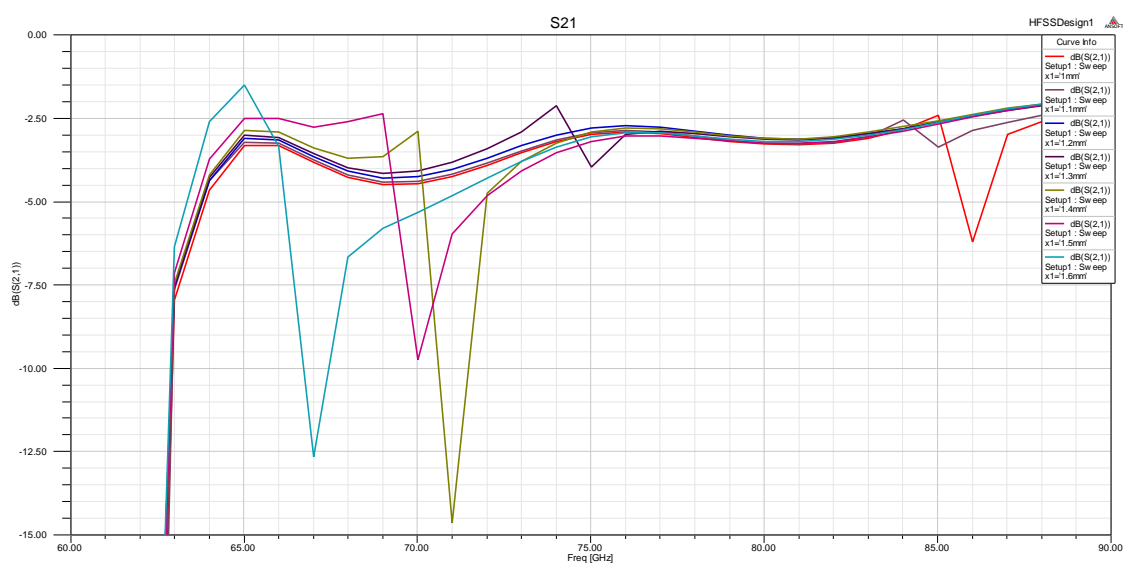


Fig.4.2.7 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud del dipolo.

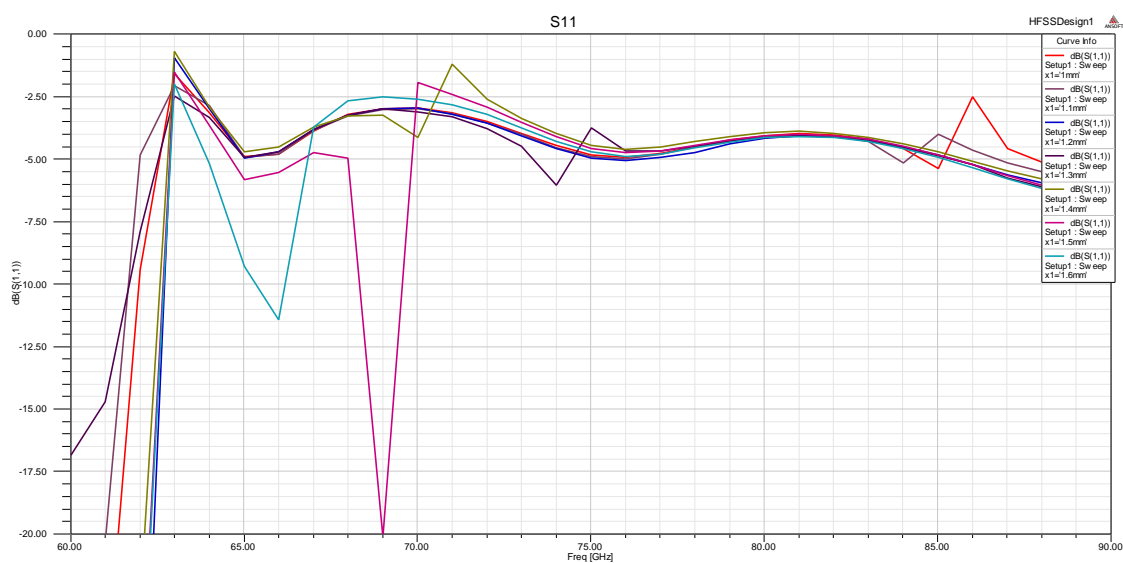


Fig.4.2.8 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud del dipolo.

- Anchura del dipolo (de 0.15mm a 0.4mm cada 0.05mm)

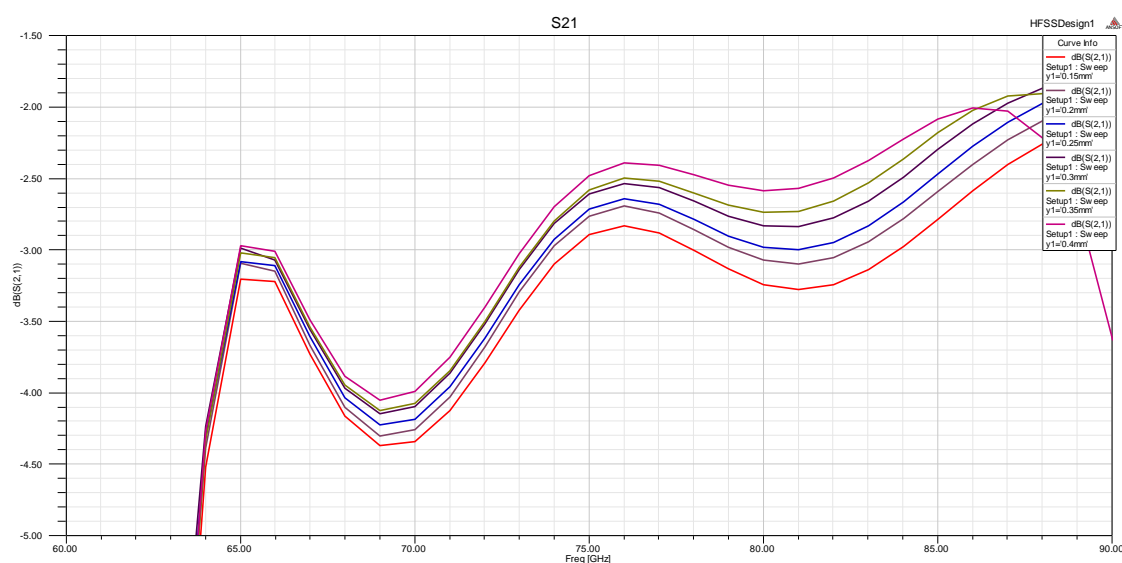


Fig.4.2.9 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la anchura del dipolo.

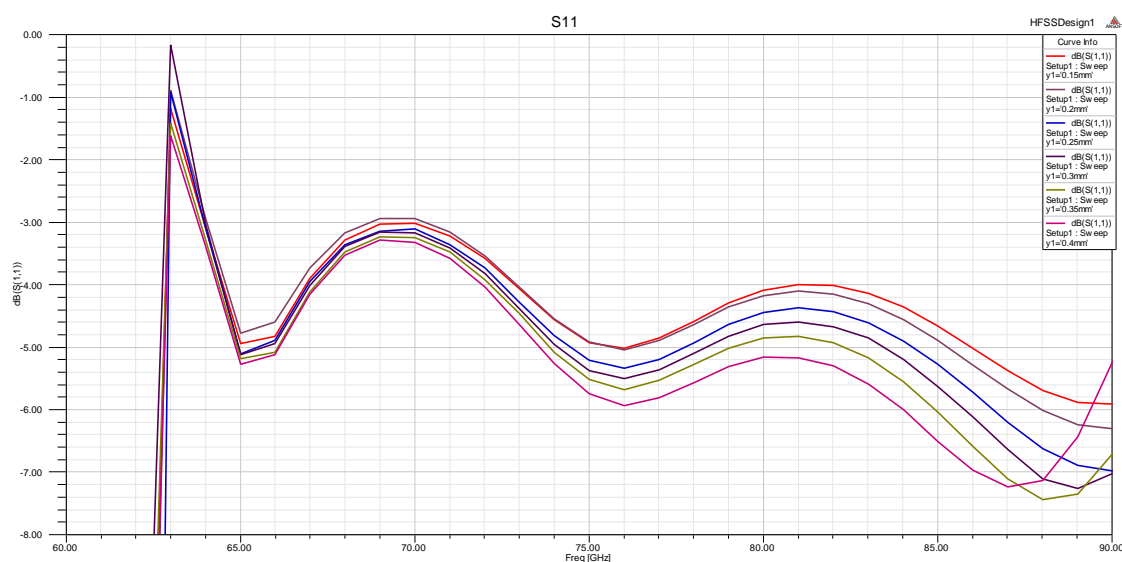


Fig.4.2.10 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la anchura del dipolo.

La mejor combinación es la de 1.2mm de longitud y 0.2mm de anchura, la siguiente gráfica muestra tanto el S_{11} como el S_{21} para este caso.

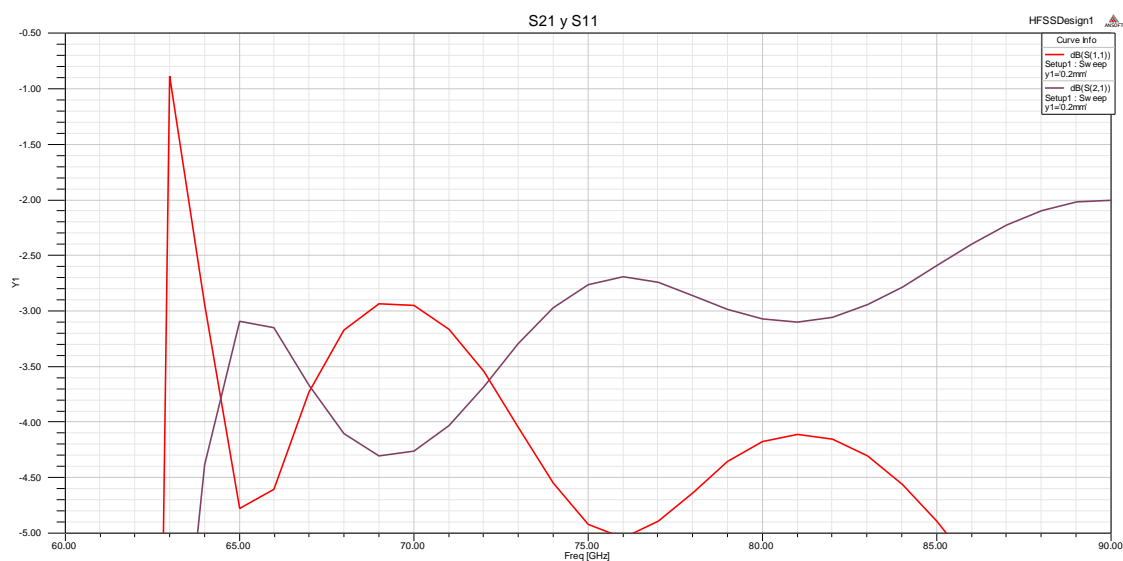


Fig.4.2.11 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Análisis de los directores

- Longitud del primer director (de 0.68mm a 0.84mm cada 0.01mm)

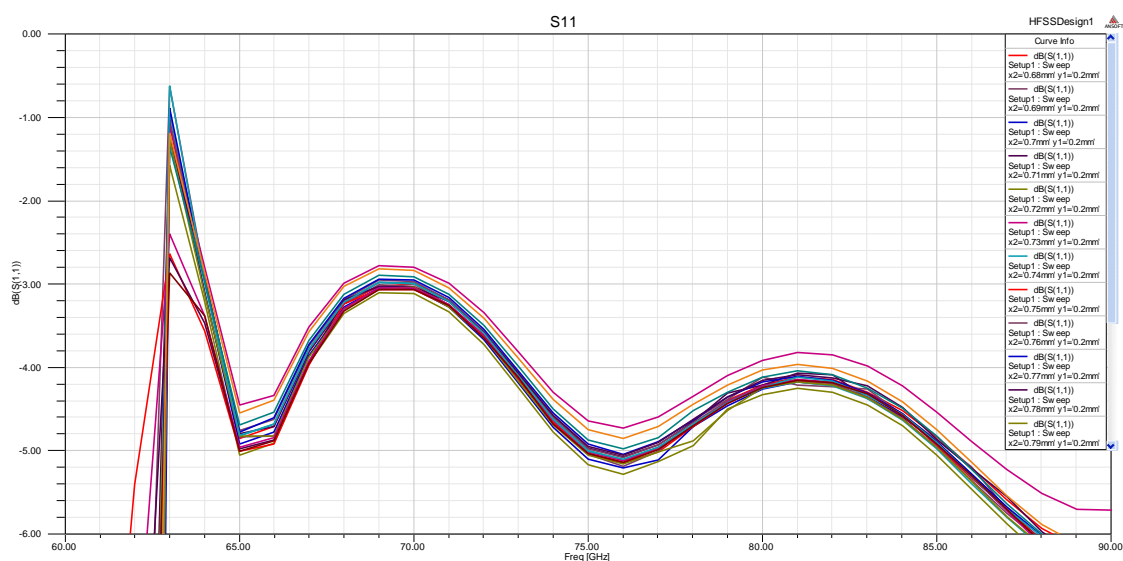


Fig.4.2.12 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud del primer director.

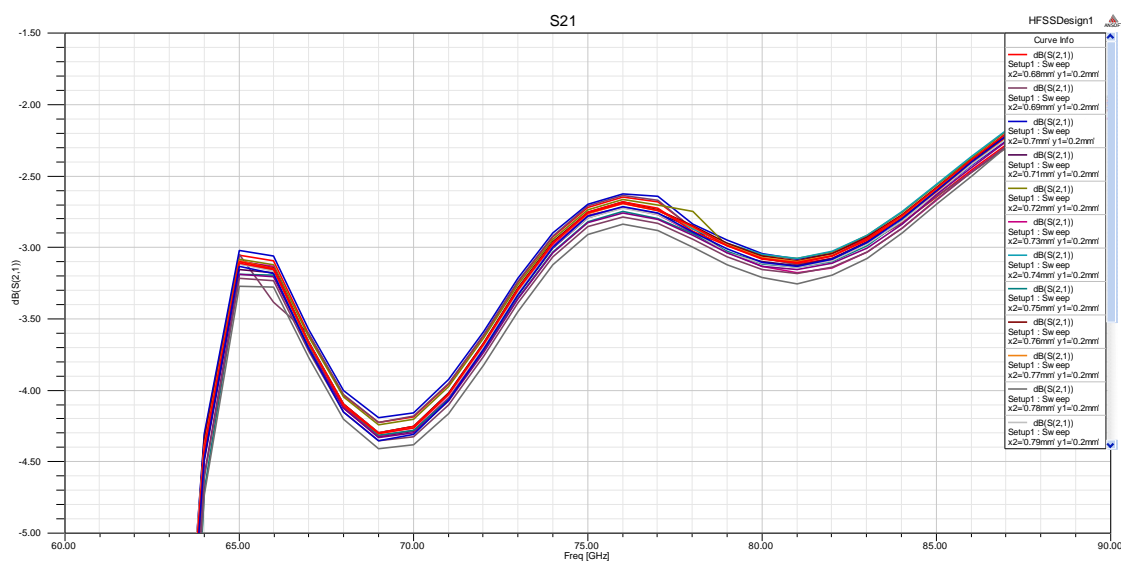


Fig.4.2.13 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud del primer director.

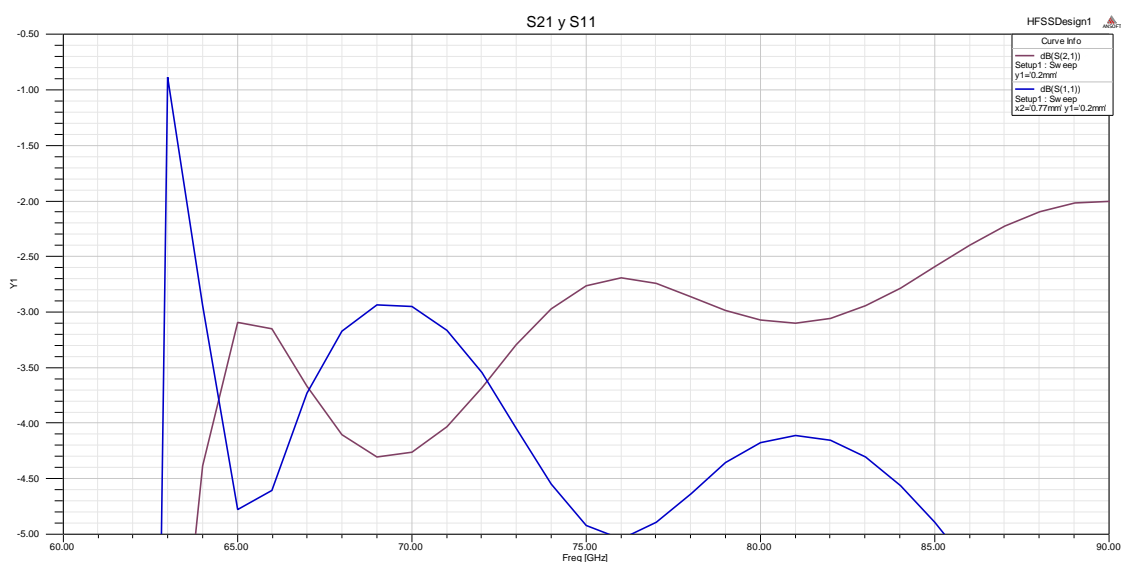


Fig.4.2.14 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Nos quedamos con 0.77 mm.

- Separación entre el primer director y el dipolo (de 0.2mm a 0.4mm cada 0.02mm)

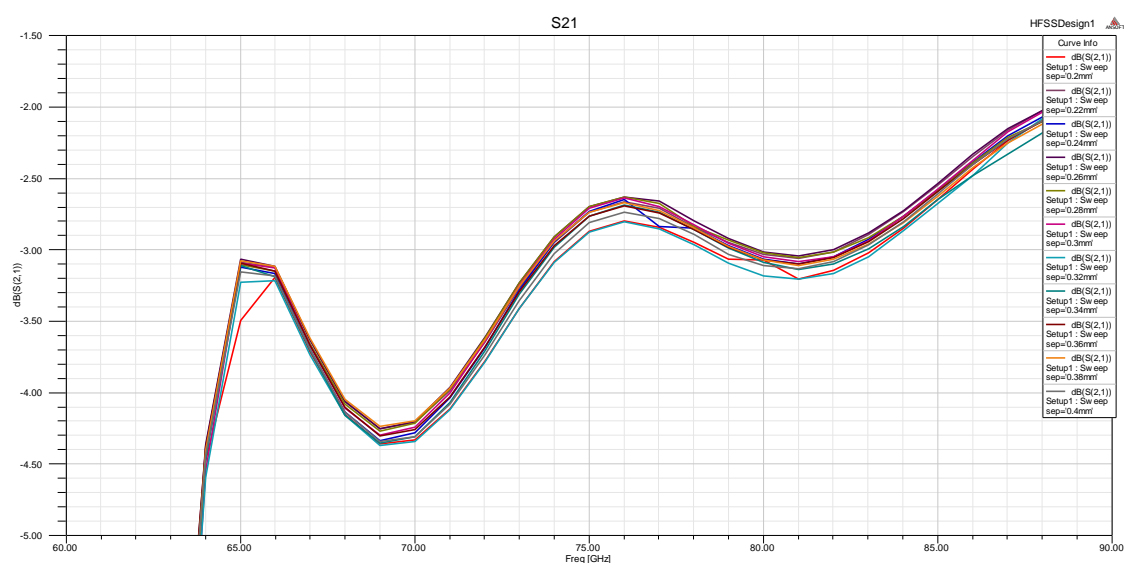


Fig.4.2.15 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la separación del dipolo y el primer director.

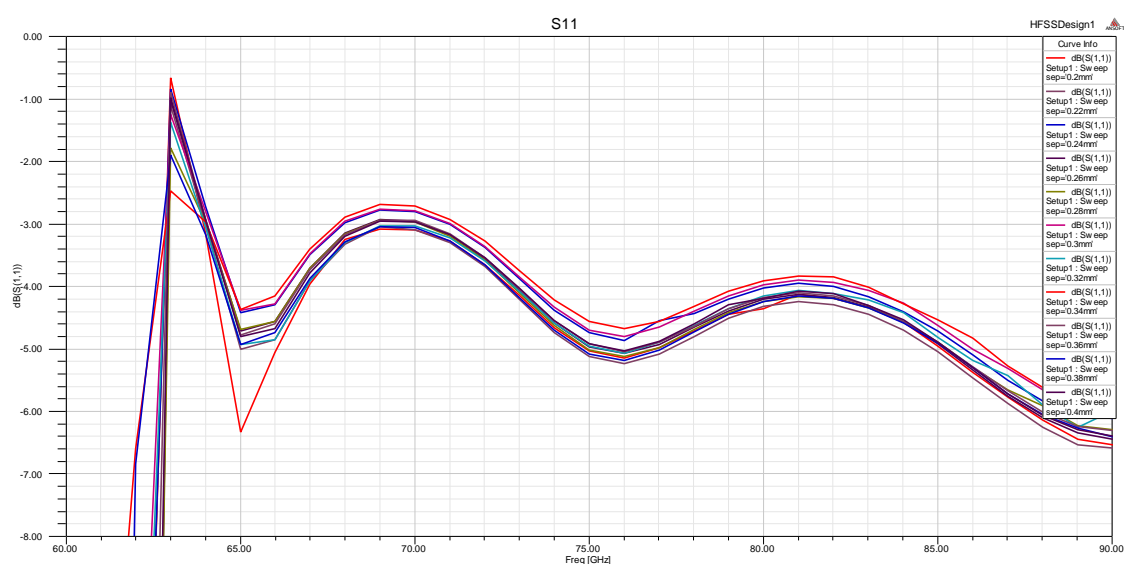


Fig.4.2.16 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la separación del dipolo y el primer director.

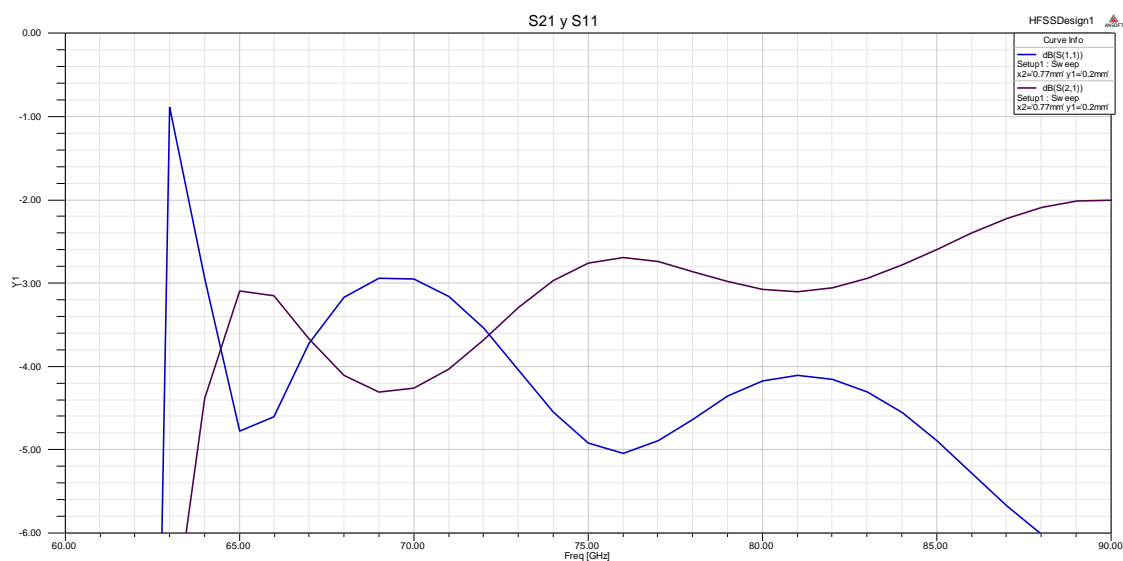


Fig.4.2.17 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

La separación escogida es de 0.36mm.

- Número de directores (cada director un 5% más corto que el anterior)

Probamos a añadir un nuevo director para ver cuál es la reacción de la estructura.

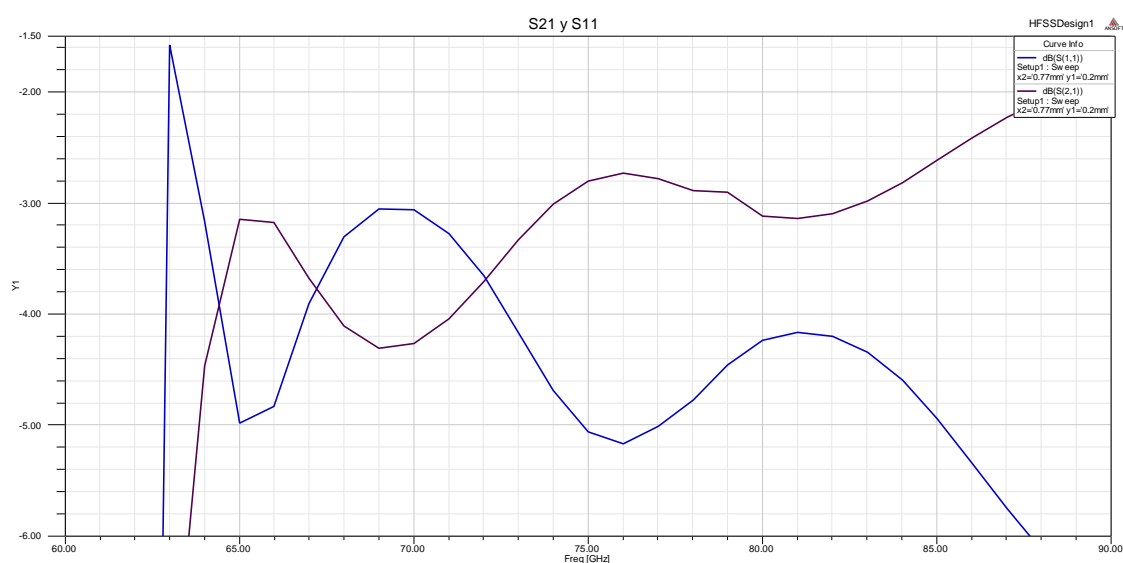


Fig.4.2.18 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Vemos que la opción de utilizar dos directores en lugar de uno hace que el coeficiente de reflexión sea más bajo mientras que el de transmisión del puerto 2 al 1 permanece igual. Estudiamos la opción de insertar un tercer director

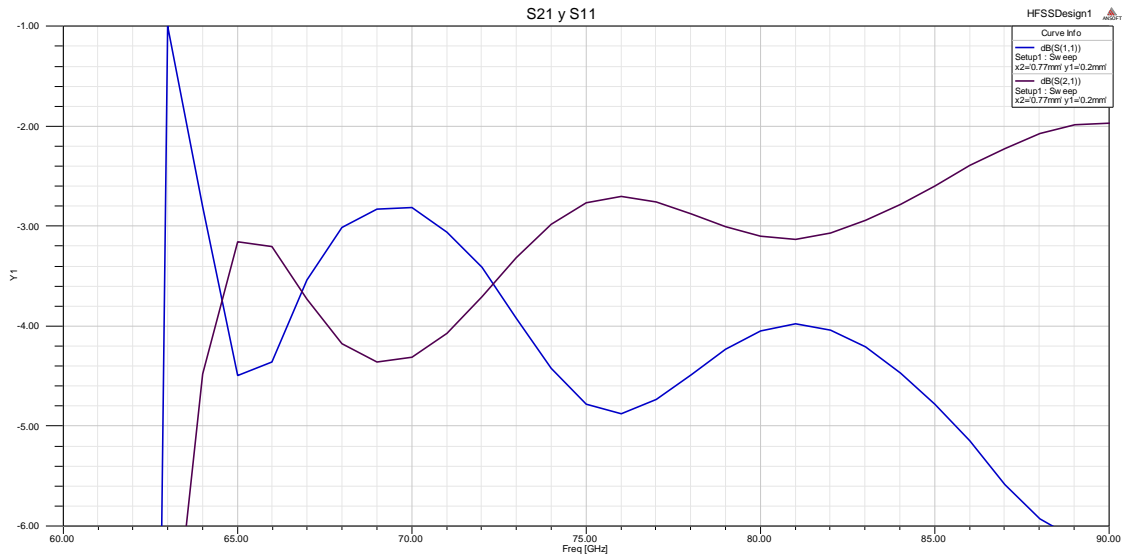


Fig.4.2.19 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Y comprobamos que el efecto que este tercer director tiene es mínimo por lo que descartamos incluir más directores. Así pues nuestra antena Yagi-Uda contará con tres directores.

4.2.3 Análisis de la longitud de la pista de metal que va desde la antena hasta el dipolo (de 1mm a 10mm cada 1mm)

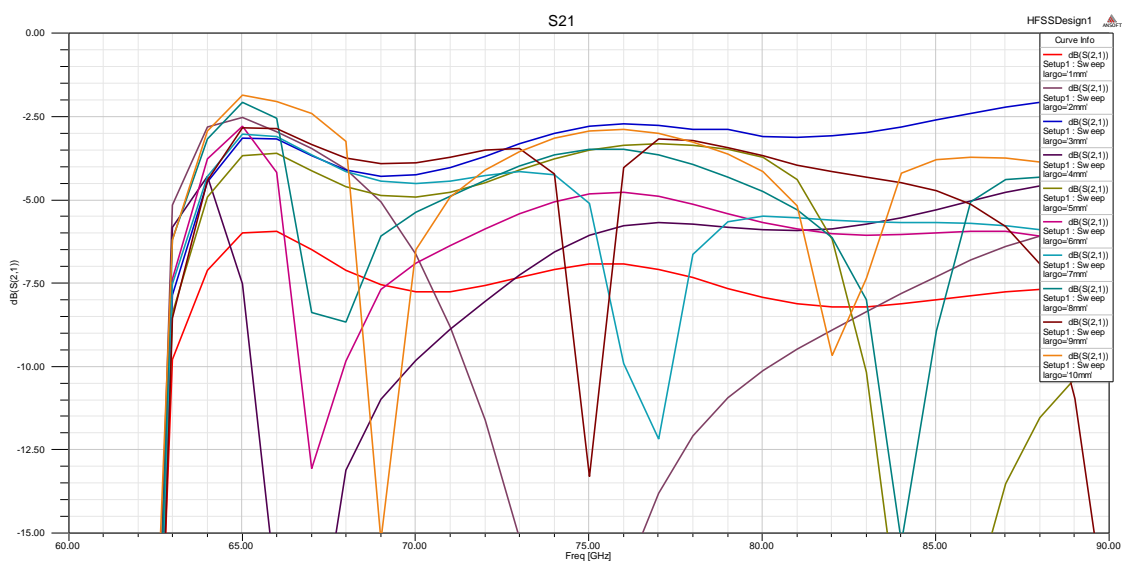


Fig.4.2.20 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud de la pista.

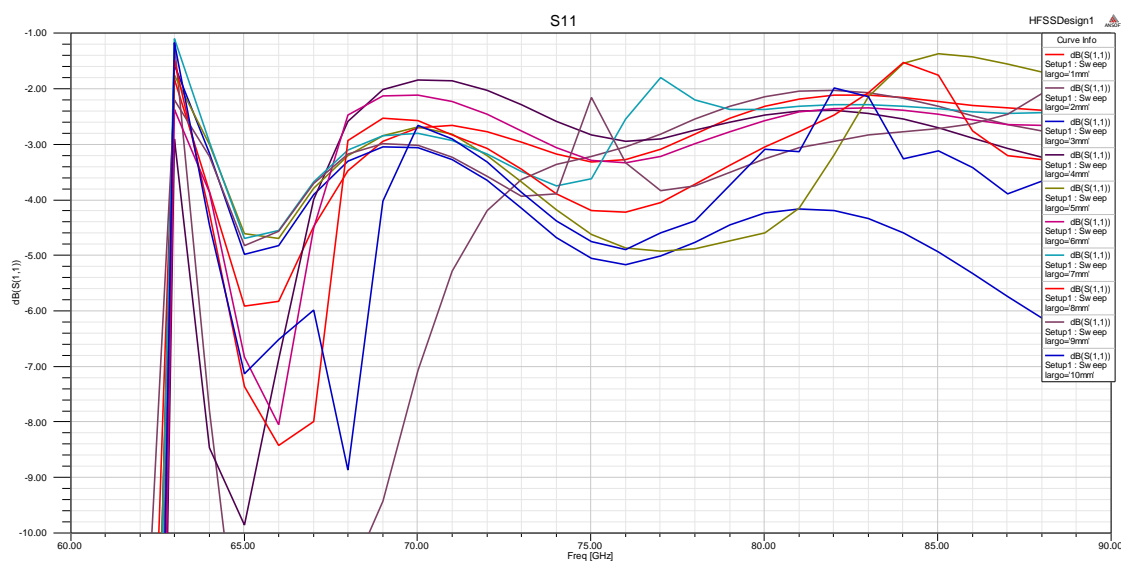


Fig.4.2.21 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud de la pista.

Podemos determinar mediante las gráficas que la longitud de la pista metalizada que va desde la antena hasta el dipolo de la Yagi es ideal en 3mm.

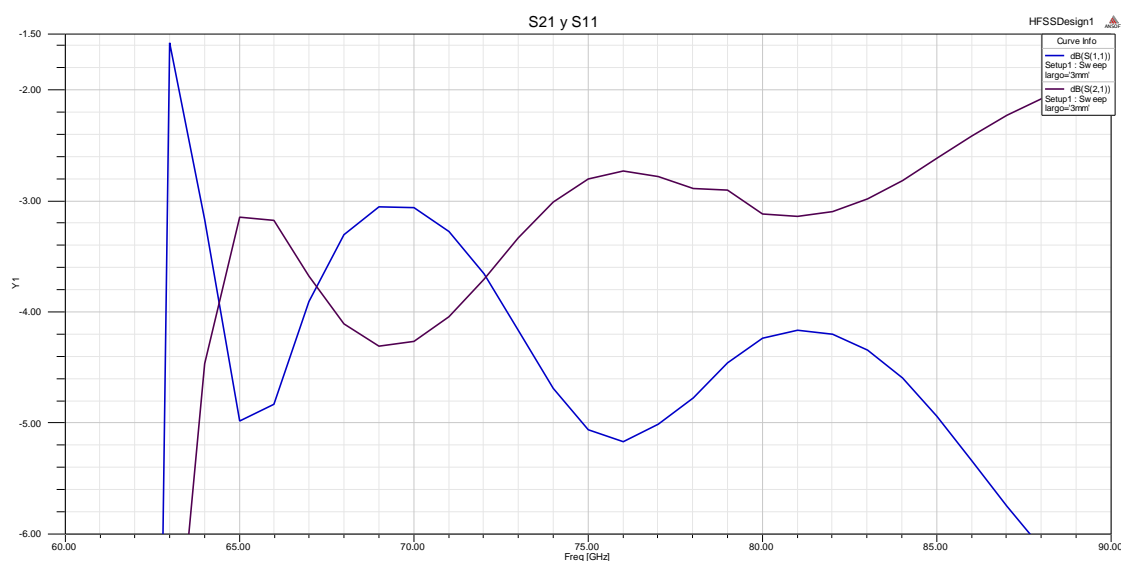


Fig.4.2.22 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

4.2.4. Análisis de la longitud del dieléctrico que se introduce en la guía desde la antena (de 2.5mm a 10mm cada 0.5mm)

Destacar que el dieléctrico lleva en su parte inferior un plano de masa, que debe ser eliminado una vez que el dieléctrico entra al interior de la guía.

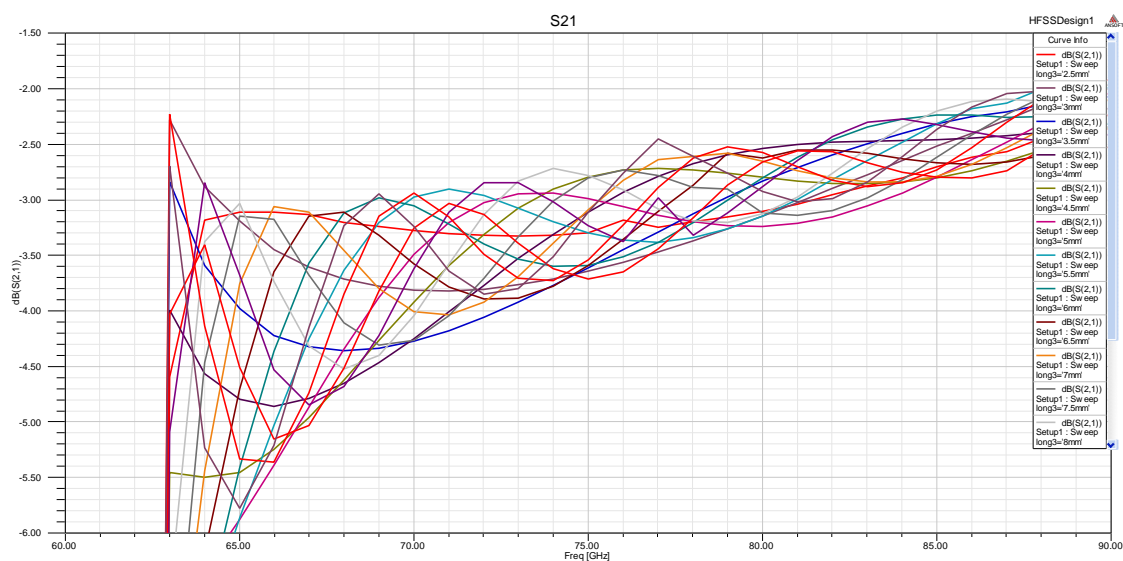


Fig.4.2.23 Gráfica S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud del dieléctrico.

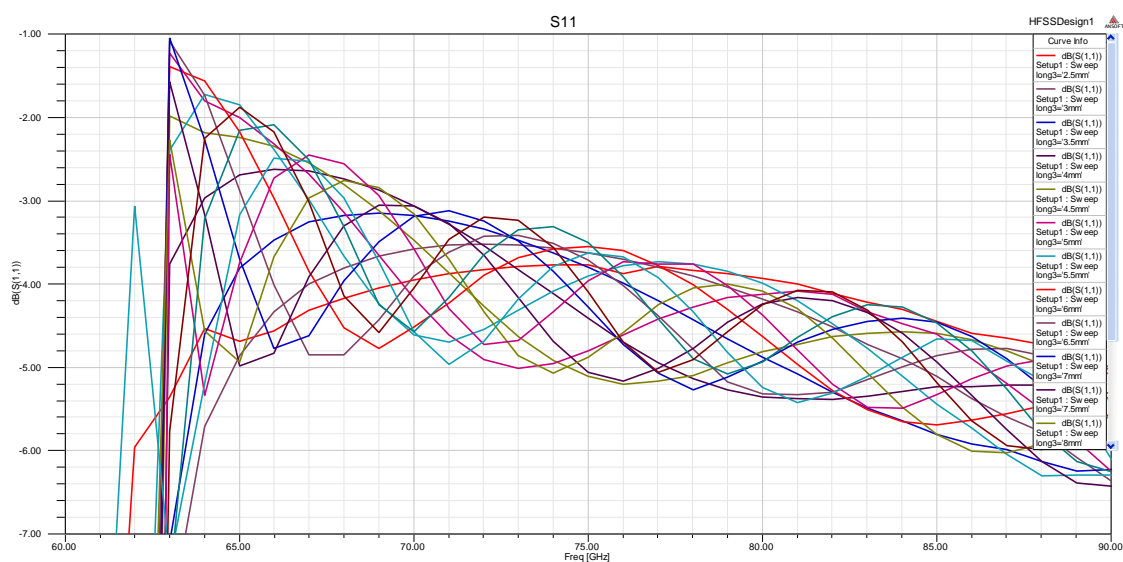


Fig.4.2.24 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud del dieléctrico.

La mejor opción es 7.5mm.

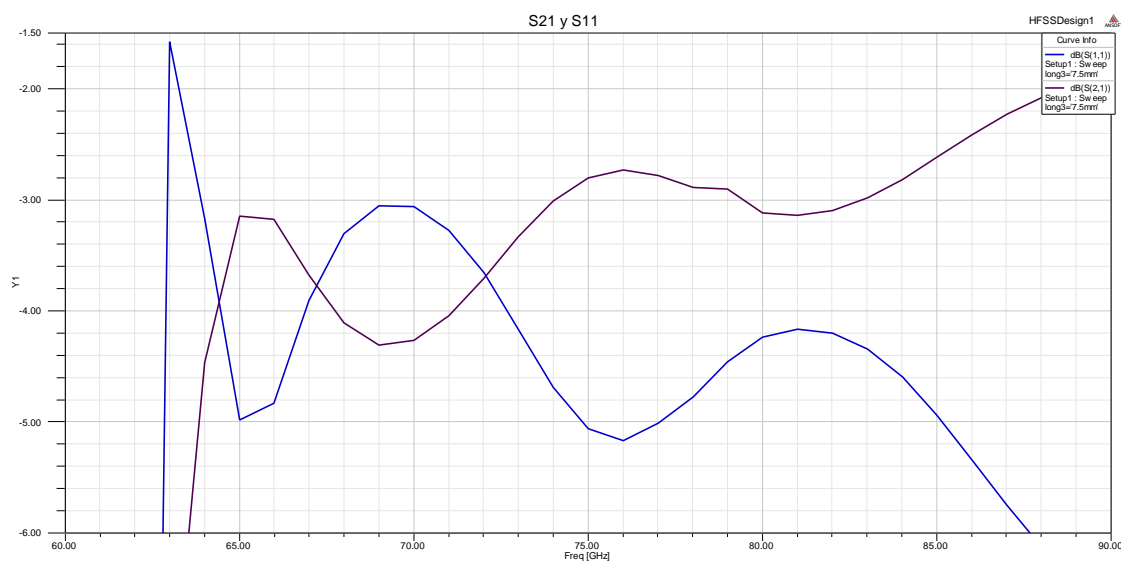


Fig.4.2.25 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

4.2.5 Análisis de la transición anterior a la entrada de la guía

Además de la pieza de transición entre la antena y la Yagi-Uda debemos también añadir a la entrada de la guía de microondas una estructura metálica con un grosor de 0.5mm y una pequeña ranura para que la antena se pueda apoyar ahí a la hora de ser introducida en la guía.

En la siguiente figura se puede observar dicha transición.

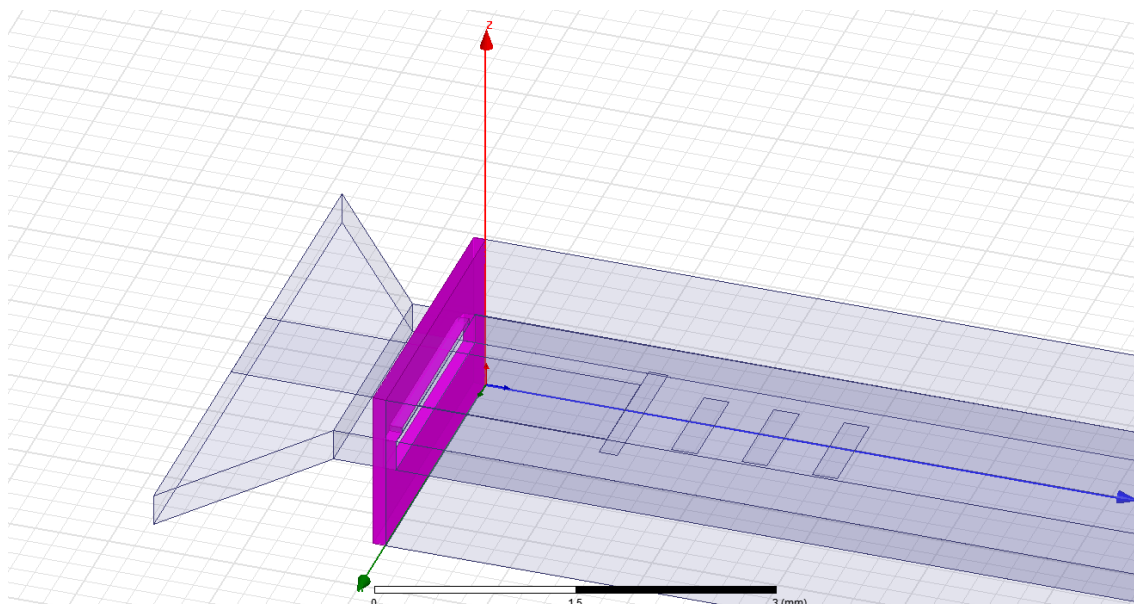


Fig.4.2.26 Esquema de la estructura donde podemos ver la pieza de transición.

La nueva transición tiene que tener una ranura en la que entre justo el dieléctrico de ancho, pero tiene que tener un poco más de altura para que el metal de la pista no entre en contacto con el metal de la dicha estructura.

Altura de la ranura (de 0.255mm a 0.325mm cada 0.01mm)

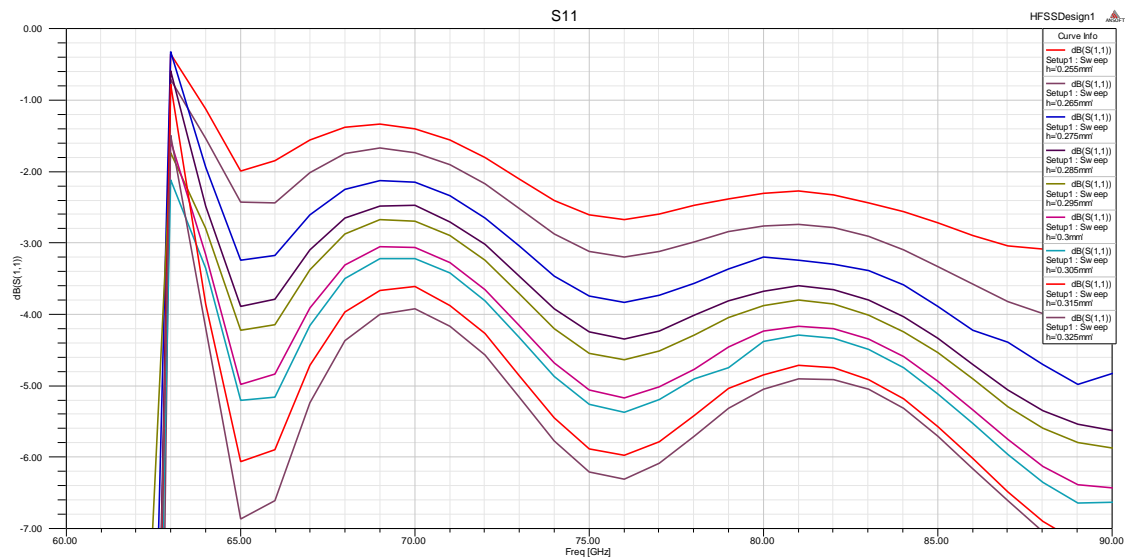


Fig.4.2.27 Gráfica S₁₁ (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la altura de la ranura.

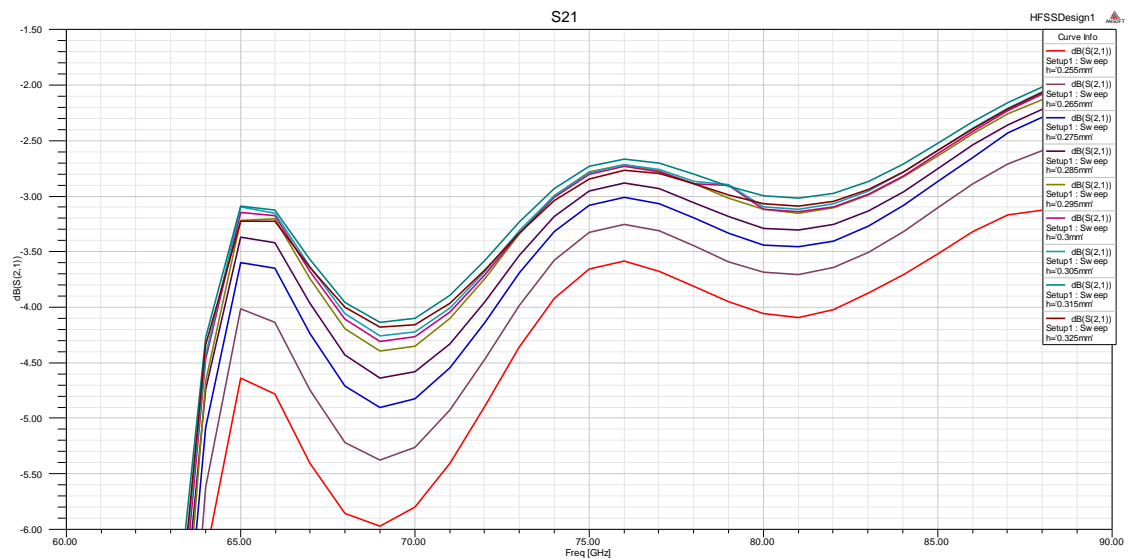


Fig.4.2.28 Gráfica S₂₁ (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la altura de la ranura.

La altura ideal es de 0.3mm, de esta manera dejaríamos un hueco de 0.046mm entre la pista y la parte superior de la ranura.

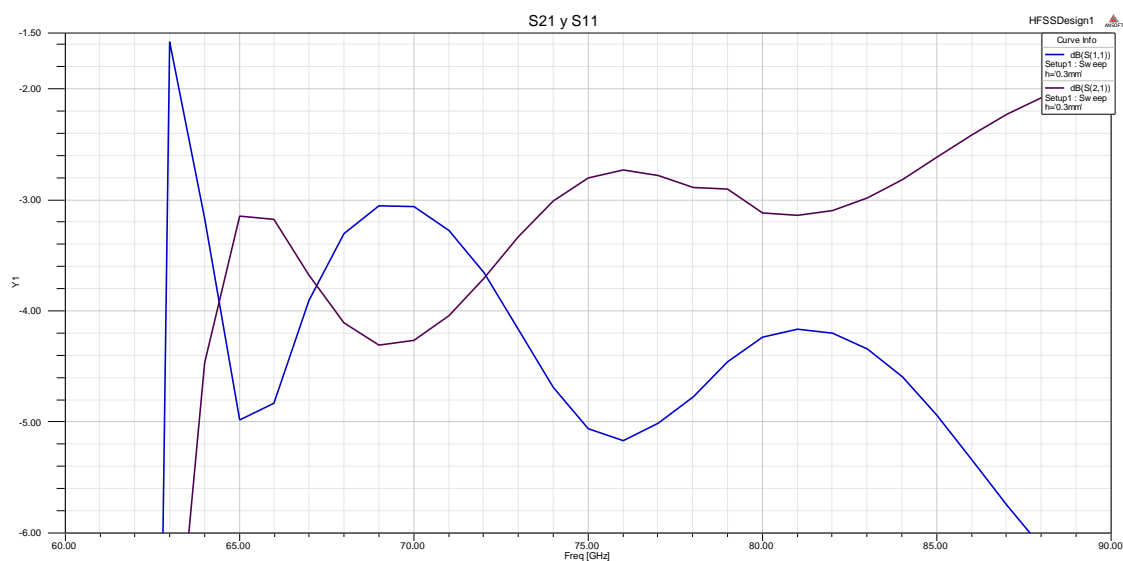


Fig.4.2.29 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Profundidad de la caja (de 5mm a 10mm cada 5mm)

Hemos determinado que 0.1mm de profundidad no es lo suficiente para que la antena se apoye y tenga un mínimo de estabilidad, así que vamos a probar con 5mm y 10mm.

- 5mm

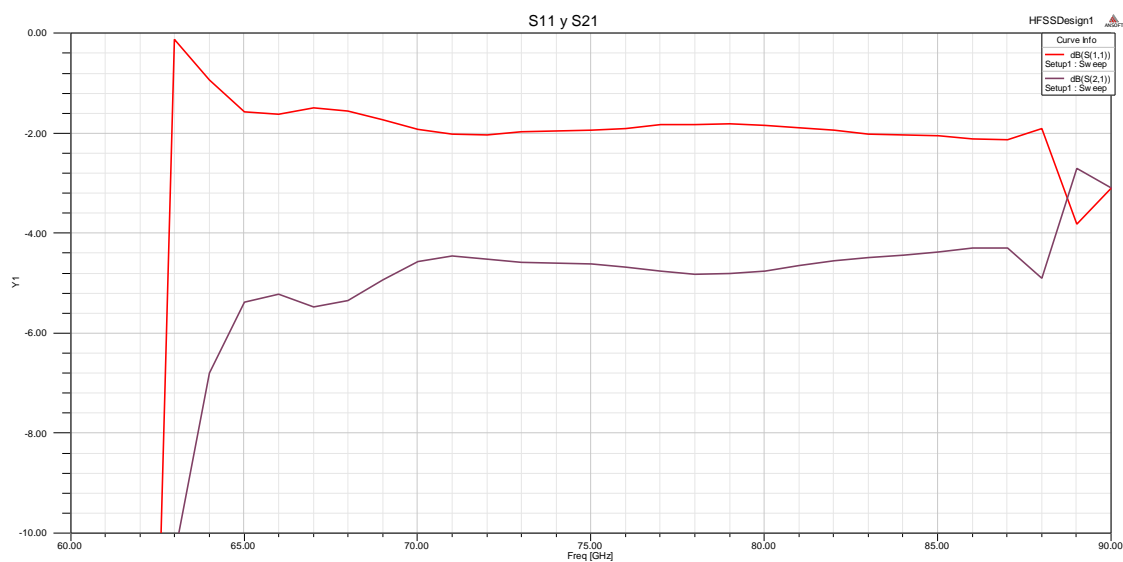


Fig.4.2.30 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

- 10mm

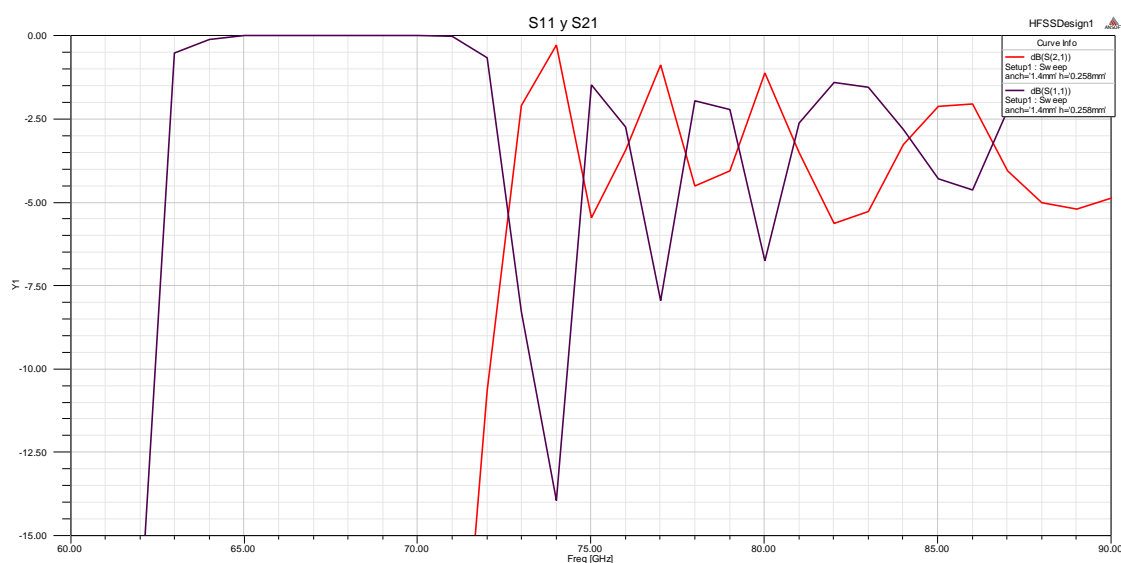


Fig.4.2.31 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

La profundidad elegida es de 5mm ya que el S_{11} y el S_{21} son más planos y más cercanos a cero que en el caso de 10mm. Como la profundidad de la caja ha sido aumentada, la longitud del dieléctrico también ha sido aumentada, y de la misma manera la longitud de la pista.

4.2.6 Diseño final de la guía más la Yagi

Parámetro	Medidas (mm)
Dipolo	1.2x0.2
Director1	0.77x0.2
Director2	0.73x0.2
Director3	0.69x0.2
Longitud de la pista	8
Longitud del dielec.	12.5
Anchura de la base	1.9
Profundidad caja	5
Altura caja	0.255

Con las dimensiones ya optimizadas para una mejor alimentación, ya podemos realizar el diseño final y las mediciones de S_{11} y S_{21} finales.

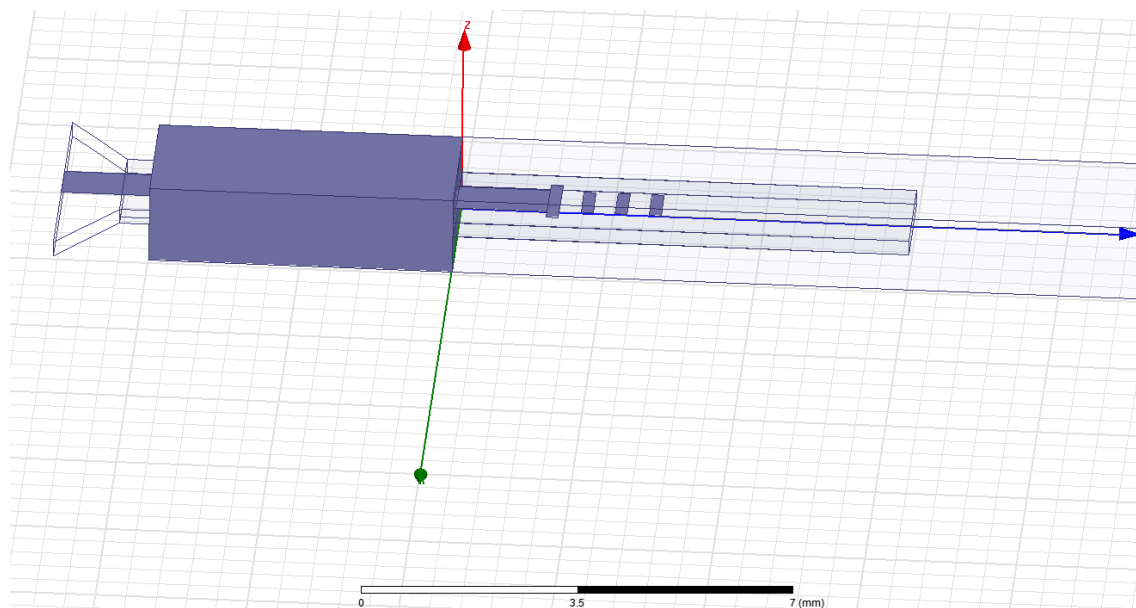


Fig.4.2.32 Esquema de una antena Yagi-Uda. Imagen de una guía de ondas real.

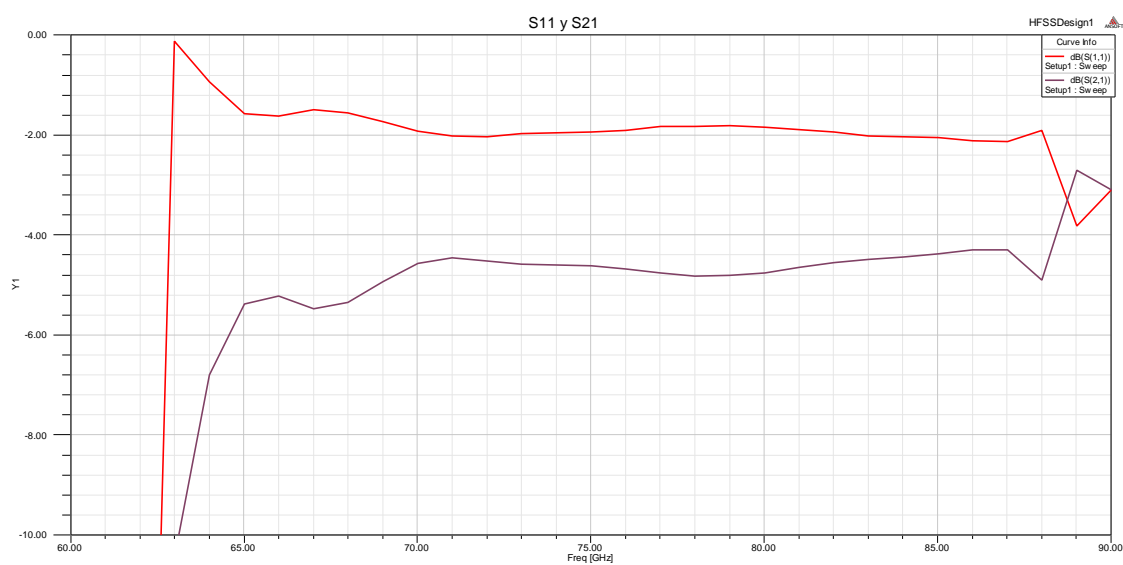


Fig.4.2.33 Gráficas S_{11} (dB) y S_{21} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

CAPÍTULO 5. CONFIGURACIÓN FINAL DEL SISTEMA RADIANTE

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo vamos a proceder a unir la parte de la alimentación diseñada en el capítulo 3 y la antena diseñada en el capítulo 4, para poder ver así el resultado final del proyecto.

La unión entre la guía-onda y la antena debe tener unas características muy concretas, ya que de ello depende la cantidad de energía que se refleja en dicha unión y que vuelve hacia el transmisor. Una buena unión asegura que la energía de la señal sea adecuadamente conducida hasta el principio de la antena y así está la pueda propagar de nuevo.

Una medida que nos puede dar una idea del comportamiento de la unión entre la guía y la antena, y que además define las principales características eléctricas de la antena, es la relación de onda estacionaria de voltaje (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR). El parámetro VSWR es una medida que describe numéricamente como de buena es la impedancia de la unión de la antena y la guía. VSWR es función del coeficiente de reflexión, que describe la potencia reflejada por la antena. Si el coeficiente de reflexión es dado por Γ , podemos definir VSWR mediante la siguiente fórmula:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

El coeficiente de reflexión también es conocido como S_{11} o pérdidas de retorno.

La condición ideal de reflexión nula, sucede cuando $VSWR=1$, lo cual en la práctica es imposible conseguirlo para toda la banda de frecuencias de trabajo, por lo tanto si obtenemos unos valores de VSWR comprendidos entre 1.25 y 1.5 lo daremos como bueno.

5.2 UNIÓN DE AMBAS PIEZAS

Para proceder a la unión de ambas piezas, vamos a insertar una pieza de dieléctrico con la pista de metal en su superficie, que haga de unión entre la parte de la antena y la parte de la alimentación. Esta pieza se puede apreciar en la siguiente figura.

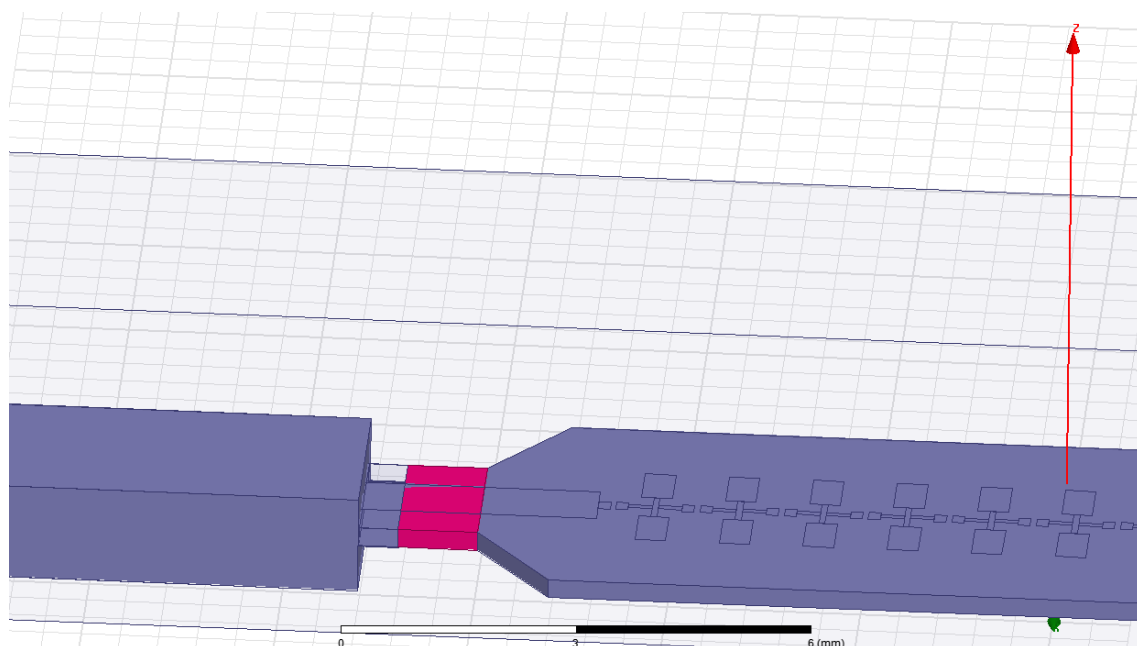


Fig. 5.2.1 Pieza de unión entre la alimentación y la antena. Esquema de la estructura en HFSS.

De la longitud de esta pieza va a depender el valor de VSWR. Como nuestro objetivo es que VSWR sea lo más cercano a 1 para conseguir así que la energía reflejada sea la menor posible, vamos a proceder a realizar un barrido paramétrico de dicha longitud en busca del comportamiento que queremos para la antena.

Barrido de 0mm a 1mm cada 0.1mm

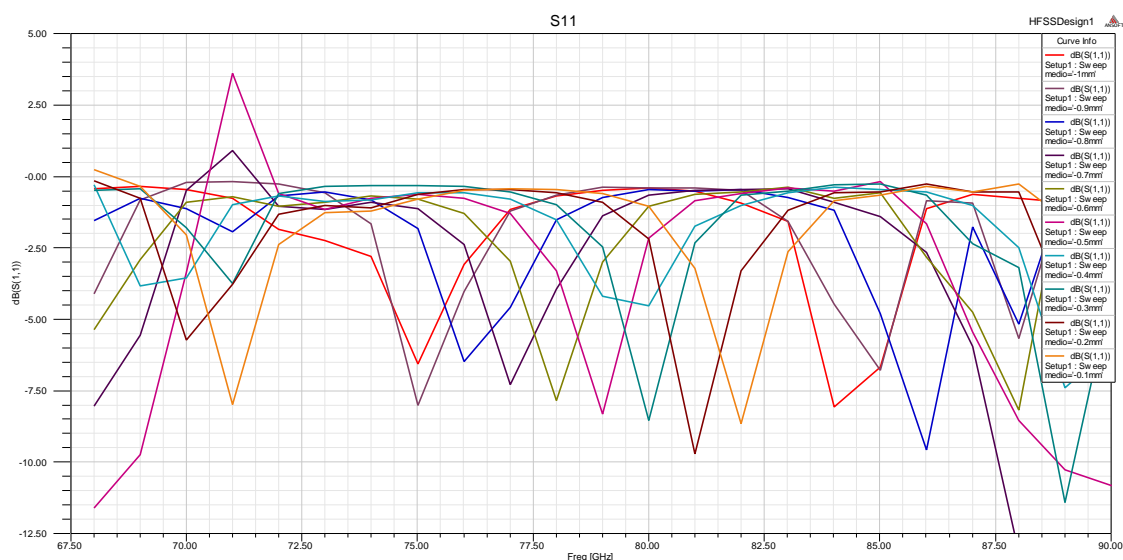


Fig. 5.2.2 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud de la pieza de unión.

Barrido de 1mm a 2mm cada 0.1mm

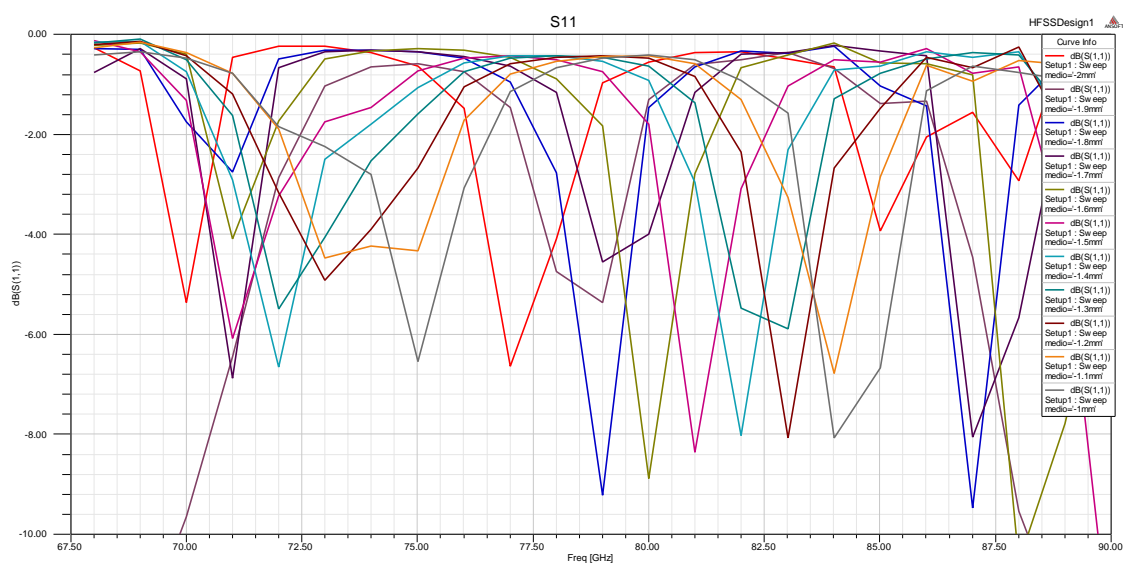


Fig. 5.2.3 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud de la pieza de unión.

Barrido de 2mm a 3mm cada 0.1mm

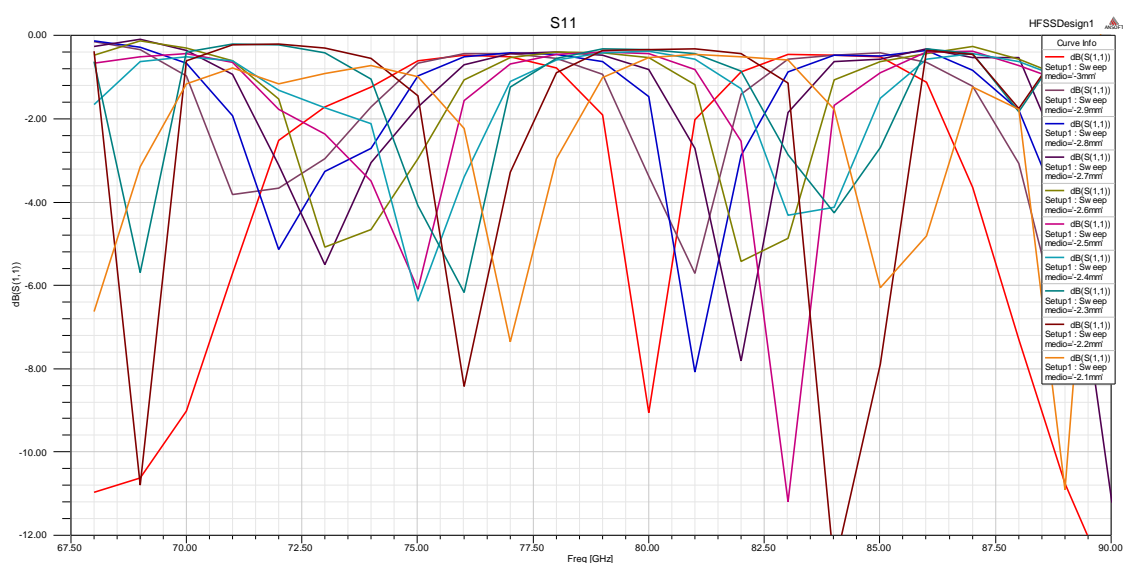


Fig. 5.2.4 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud de la pieza de unión.

Viendo que los mejores resultados se producen en 1mm y 1.1mm, decidimos realizar un barrido más fino entre estos dos valores.

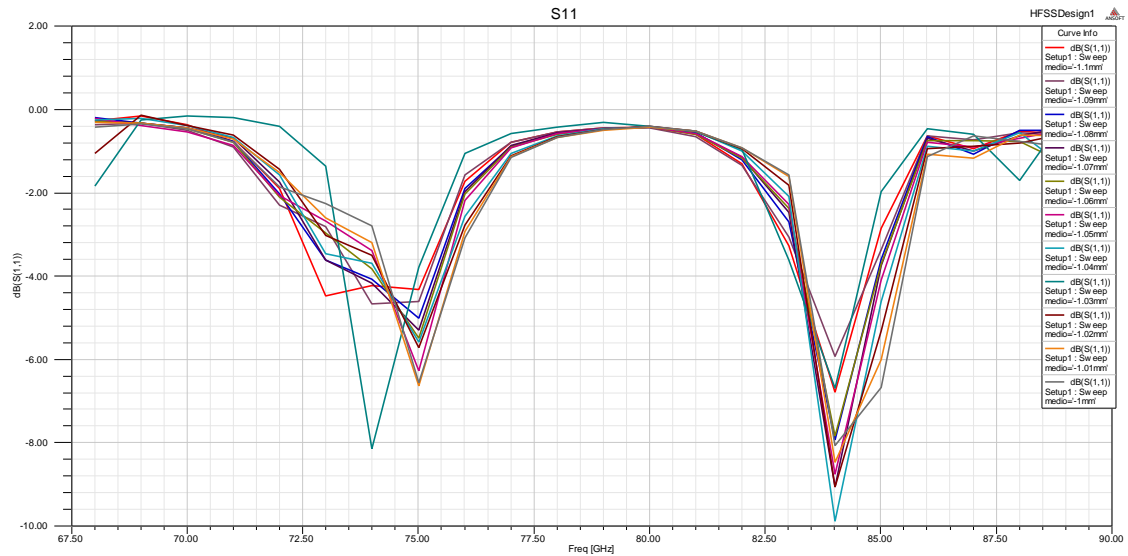


Fig. 5.2.5 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la longitud de la pieza de unión.

La mejor solución se encuentra en 1.04mm, a continuación mostramos tanto su S_{11} como su diagrama de radiación.

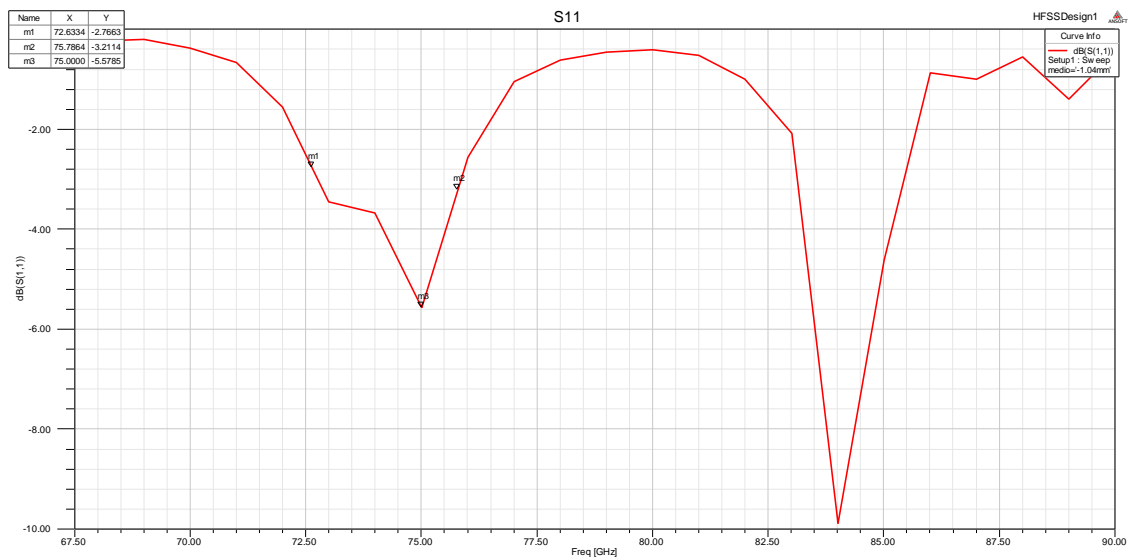


Fig. 5.2.6 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

El coeficiente de reflexión alcanza su mínimo valor en 75GHz, y este valor es de -5.6dB. El ancho de banda a -3dB es de aproximadamente 3GHz.

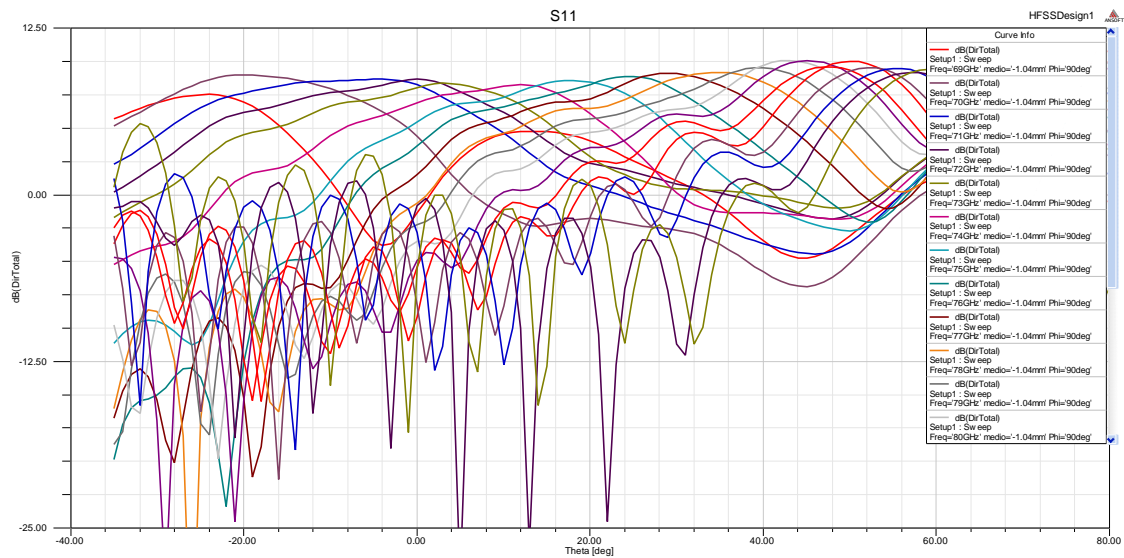


Fig. 5.2.7 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

En este diagrama observamos que se produce un barrido de 80°, desde -20° hasta 60° y el valor medio de la directividad es de 10dB.

5.3 CARACTERIZACIÓN REAL

La estructura real se asemeja bastante a la estudiada hasta este punto, pero como ya hemos obtenido los resultados deseados, ahora vamos a hilar un poco más fino para obtener unos resultados que se parezcan lo más posible a la realidad.

5.3.1 Medidas de la guía

Como ya habíamos comentado en el capítulo anterior, las medidas de la guía WR-10 que vamos a utilizar son 2.54mmx1.27mm, y nosotros para facilitar los cálculos y el diseño habíamos empleado 2.5mmx1.3mm, pues bien, a partir de ahora usamos las medidas reales. Para ver si se produce algún cambio tanto en el coeficiente de reflexión como en el diagrama de radiación volvemos a calcular dichos diagramas.

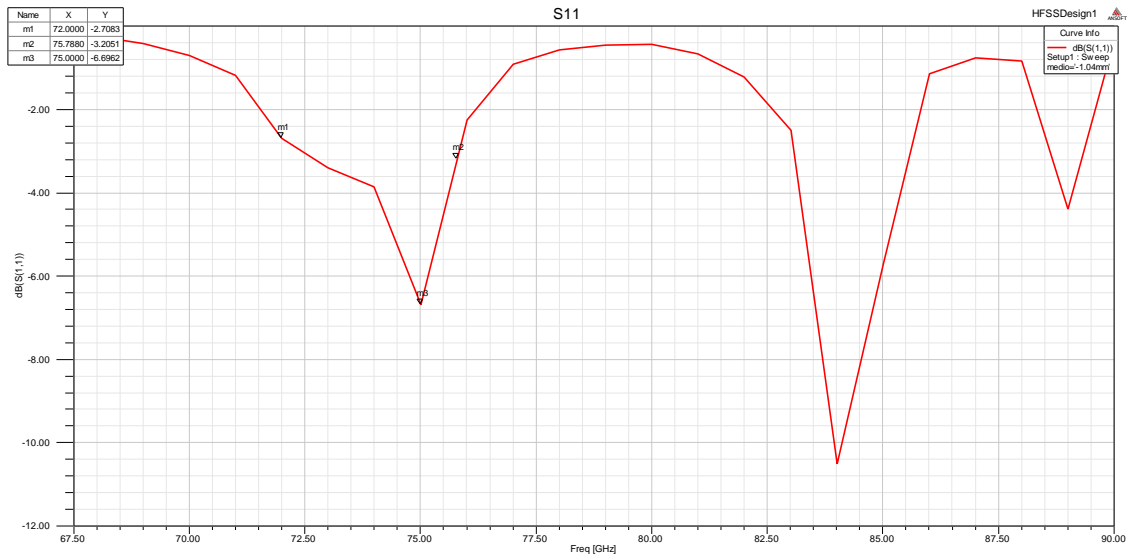


Fig. 5.3.1 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

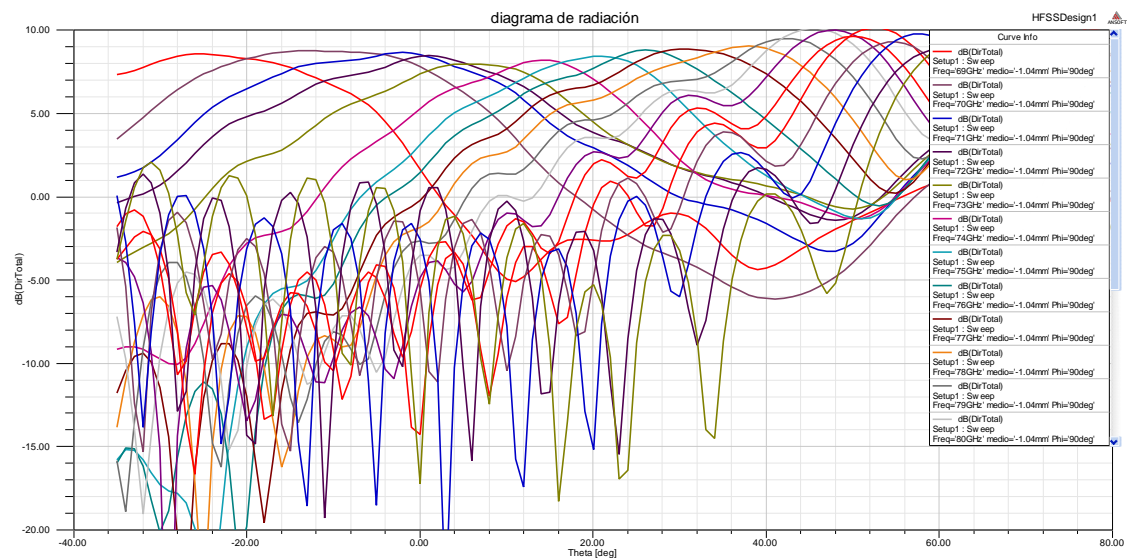


Fig. 5.3.2 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

En este caso el coeficiente de reflexión mejora, ya que disminuye un poco más de un dB, además el ancho de banda se incrementa en unos 0.6GHz y observando el diagrama de radiación vemos también que el rango de barrido aumenta unos 5° mientras que la directividad permanece constante.

5.3.2 Partes metálicas de la estructura

Las partes metálicas de la estructura las hemos considerado planas, debido a que su volumen es extremadamente pequeño, pero llegados a este punto debemos darles a todas las partes metálicas de la antena el volumen que les corresponde, y este volumen se alcanza dándoles una altura de 0.017mm. En el siguiente dibujo de la estructura se puede apreciar algo los volúmenes de los que estamos hablando.

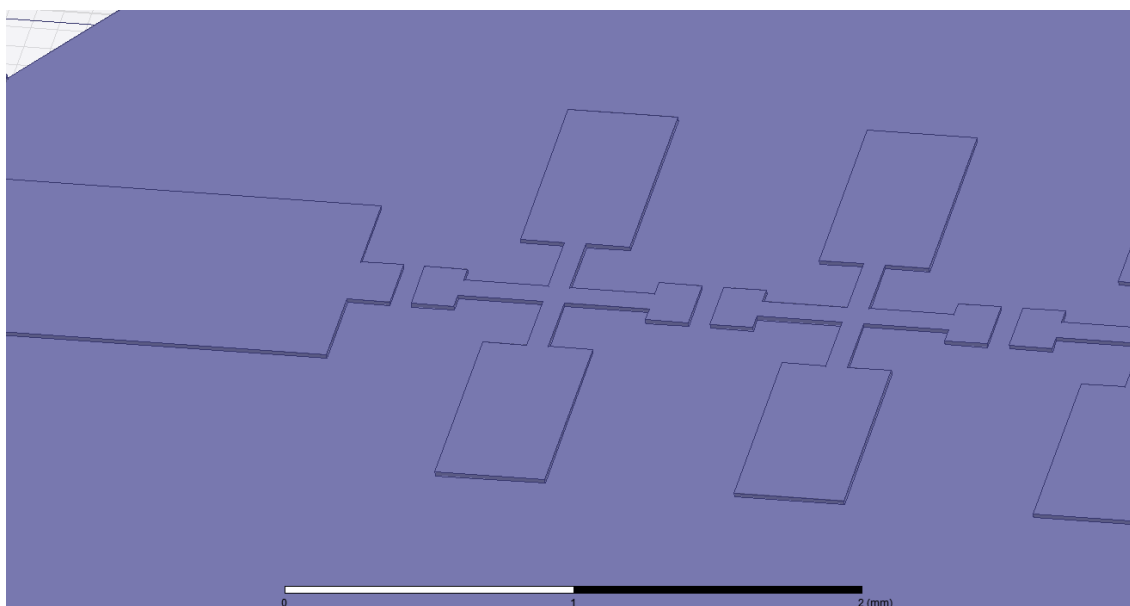


Fig. 5.3.3 Detalle de la estructura final en HFSS.

Es probable que al realizar este cambio, los resultados se vean afectados.

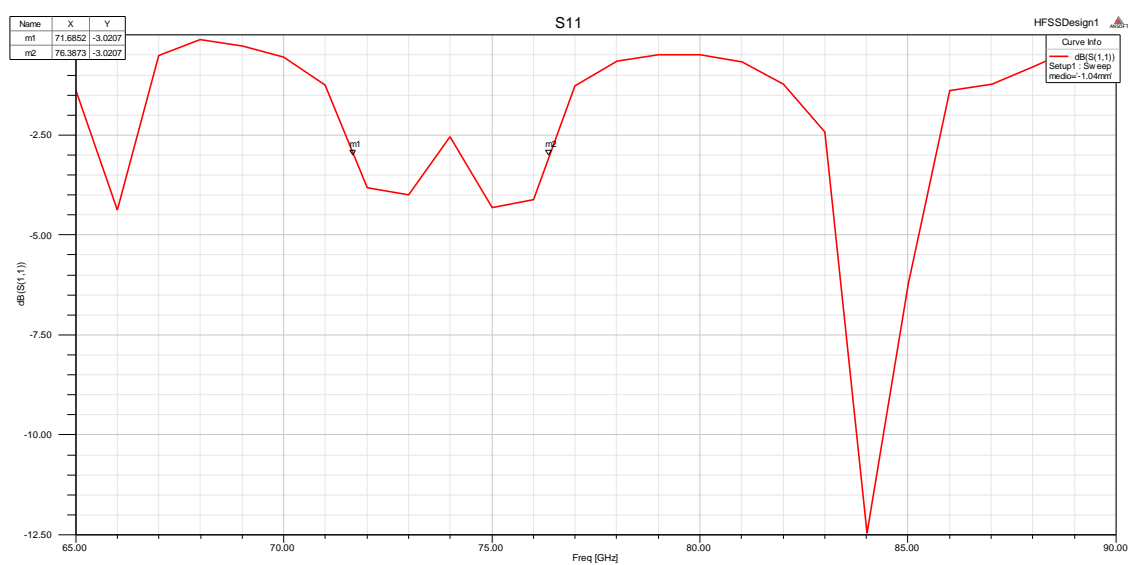


Fig. 5.3.4 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

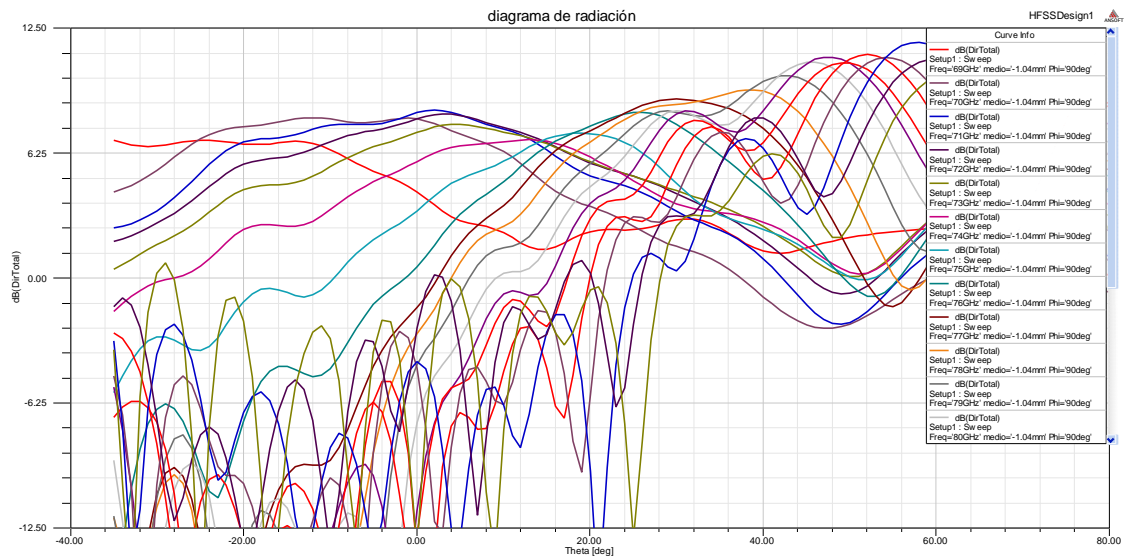


Fig. 5.3.5 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Analizando los nuevos resultados, vemos como el diagrama de radiación permanece más o menos igual al anterior, mientras que el coeficiente de reflexión ha sido fuertemente modificado, cambiando de forma y de valores, se podría decir que ha empeorado mucho, ya que el valor del S_{11} en 73GHz y 75GHz ha aumentado 1dB hasta alcanzar los -4dB y en 74GHz llega a los -2.5dB.

5.3.3 Flange

En nuestro diseño, habíamos colocado una caja de metal ranurada que servía como punto de apoyo a la antena mientras permanecía en el interior de la guía de onda. Esta caja en la realidad no puede ser fabricada como la habíamos diseñado, sino que en su lugar se colocará un flange de la misma profundidad que la caja que habíamos diseñado y con una ranura de dimensiones muy parecidas. La ranura de dicho flange, no es perfectamente rectangular debido a que sus dimensiones son tan pequeñas que en la realidad es imposible hacer ángulos rectos tan precisos, en su lugar estos ángulos serán redondeados con un radio de 70 μ m.

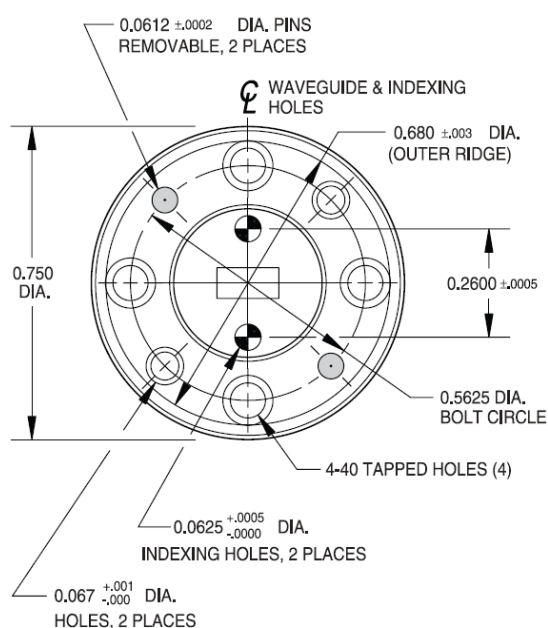


Fig. 5.3.6 Esquema del flange para WR-10. Las dimensiones aparecen en pulgadas.

Este flange incorpora dos agujeros de indexación de precisión y utiliza pins de indexación deslizantes que proveen la alineación de acoplamiento requerida para unas conexiones consistentes [web3].

A continuación mostramos esta pieza en HFSS.

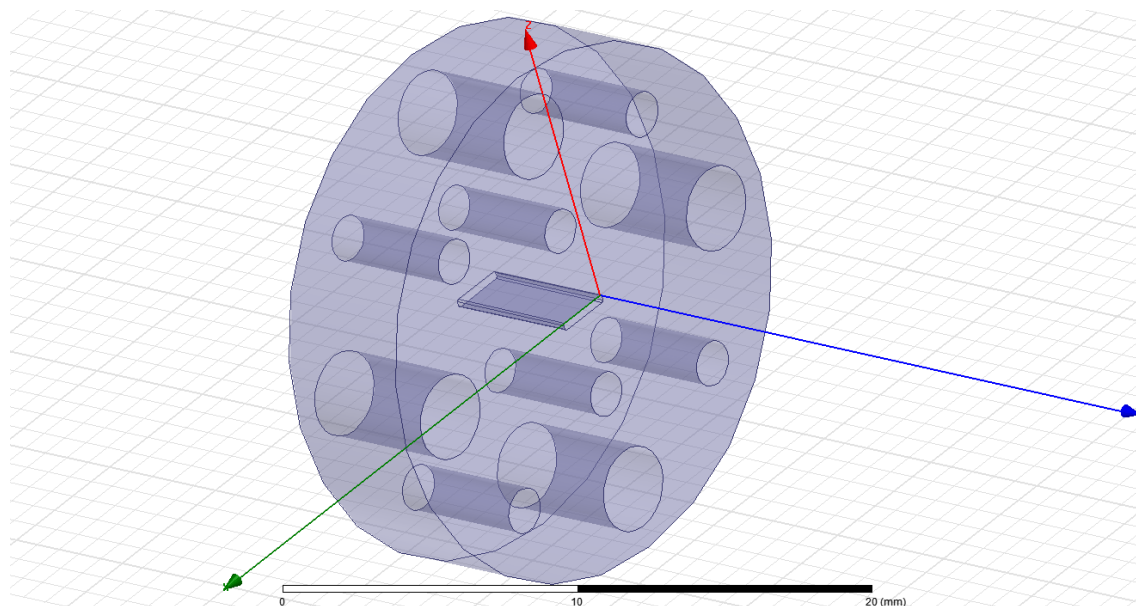


Fig. 5.3.7 Esquema en HFSS del flange.

Sustituyendo la pieza que teníamos por el nuevo flange obtenemos lo siguiente

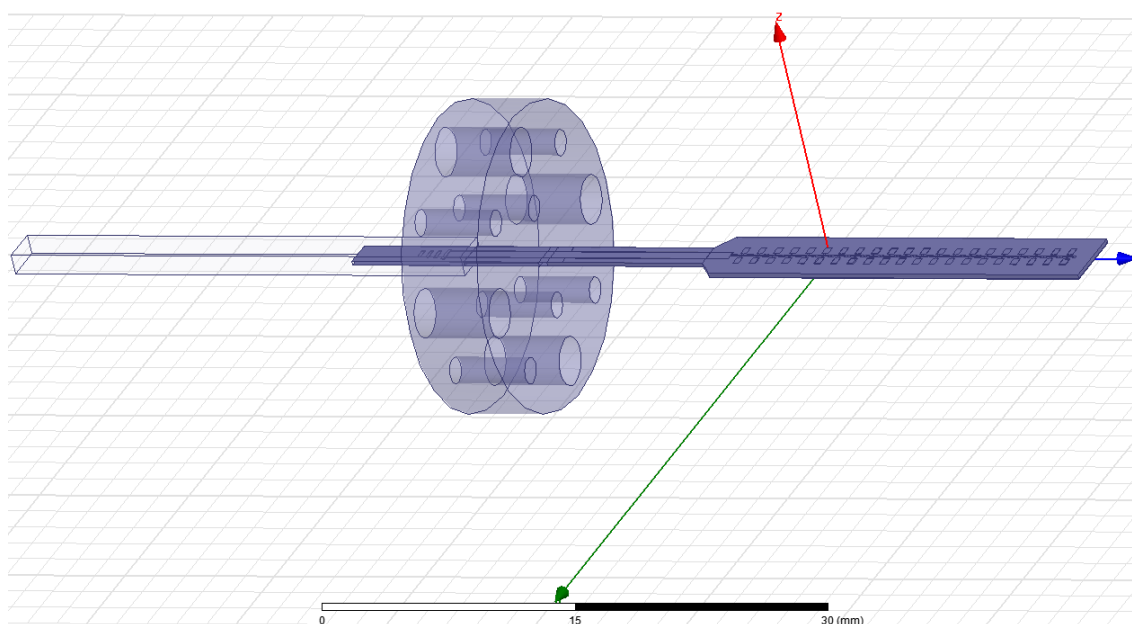


Fig. 5.3.8 Diseño final de la estructura radiante en HFSS.

Como ya hemos comentado, los bordes de la ranura son redondeados, por lo que debemos hacer la ranura, más ancha y más alta para que nuestro dieléctrico entre, la anchura mínima que podemos poner es de 2.04mm y para saber cuál será la altura mejor, habrá que realizar un barrido.

Análisis de la altura de la ranura (de 0.289mm a 0.3mm cada 0.001mm)

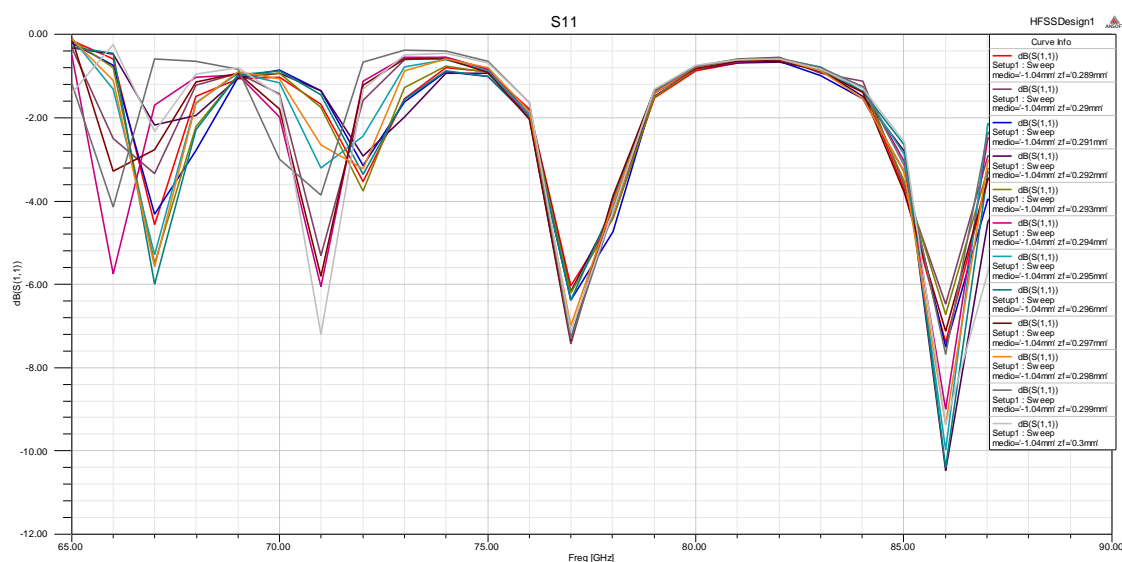


Fig. 5.3.9 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la altura de la ranura.

La altura elegida es de 0.294mm.

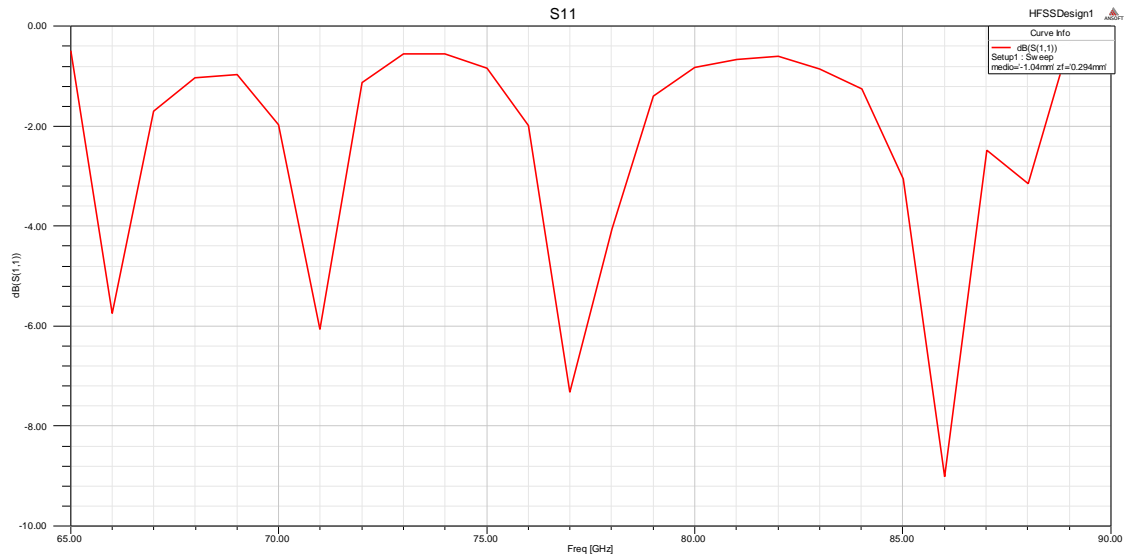


Fig. 5.3.10 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

Una vez que ya hemos elegido la altura de la ranura, pasamos a comprobar que el diagrama de radiación sigue funcionando según lo esperado.

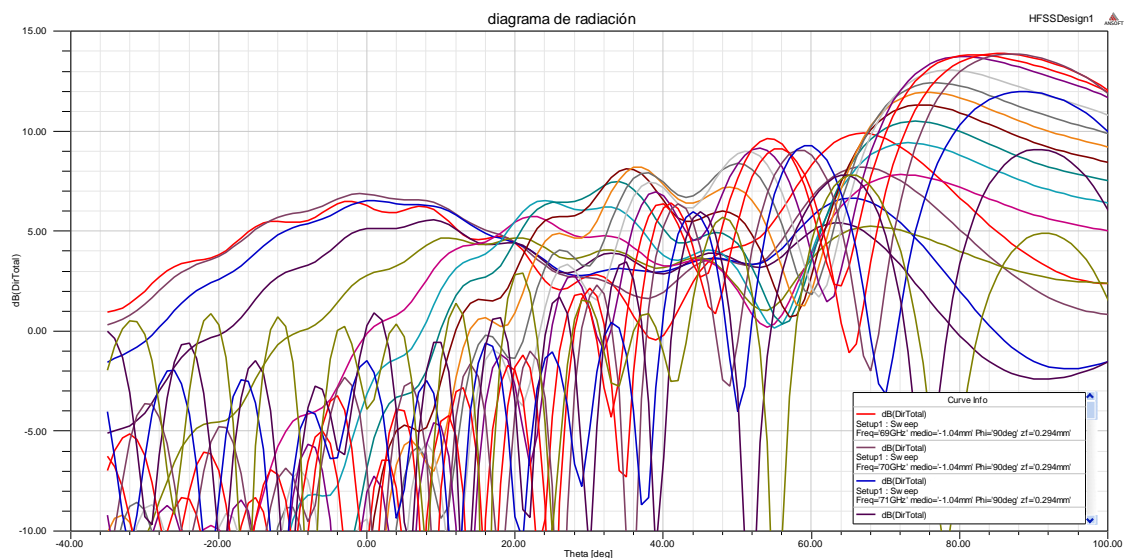


Fig. 5.3.11 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Como se puede ver en la gráfica, al sustituir la pieza de transición por el flange, el barrido en theta negativo lo hemos perdido, por lo que la antena ya no se comporta como nosotros queremos. Esto puede ser debido a la presencia del flange, que puede ser tratado como un plano conductor finito, y puede alterar especialmente el diagrama de radiación de la antena si se encuentra cerca de esta, debido a que la energía radiada por la antena en dirección del flange se verá reflejada en mayor o menor grado dependiendo de la distancia a la que se encuentre y de las características físicas del flange, especialmente de su conductividad.

Para evitar este efecto lo que hacemos es separar la antena del flange, para ello volvemos a realizar un barrido en busca de una distancia mayor que la anterior que a su vez nos permita tener un VSWR lo más cercano a 1 posible.

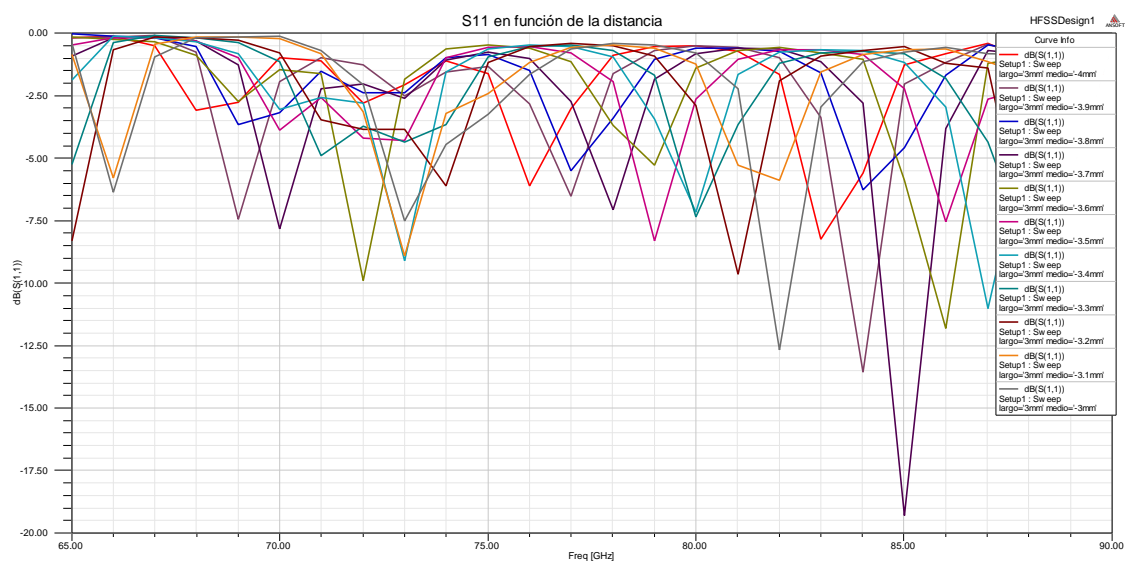


Fig. 5.3.12 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la distancia entre el flange y la antena.

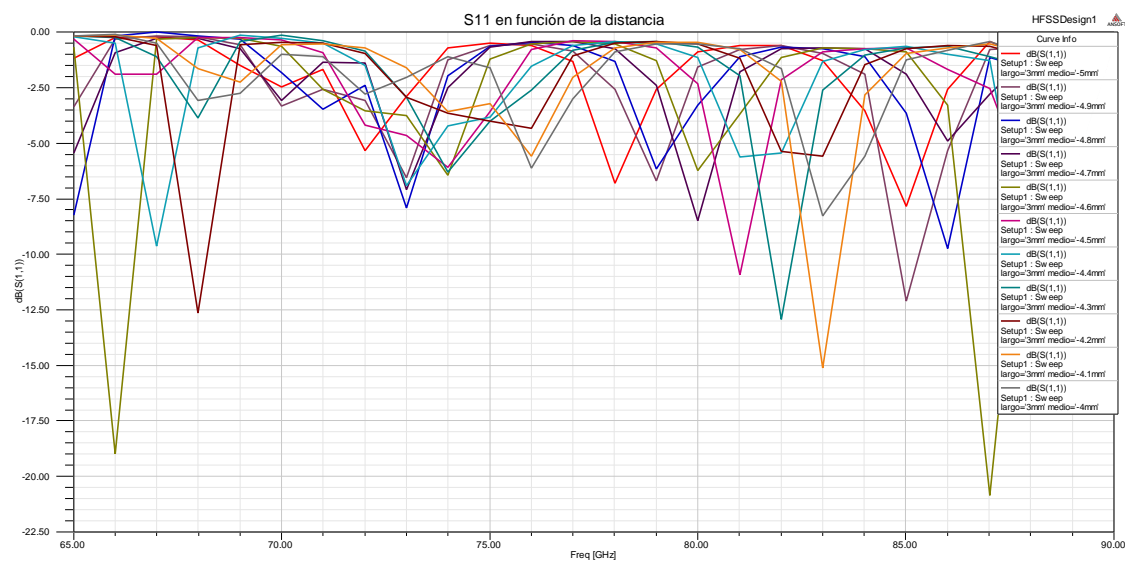


Fig. 5.3.13 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz) en función de la distancia entre el flange y la antena.

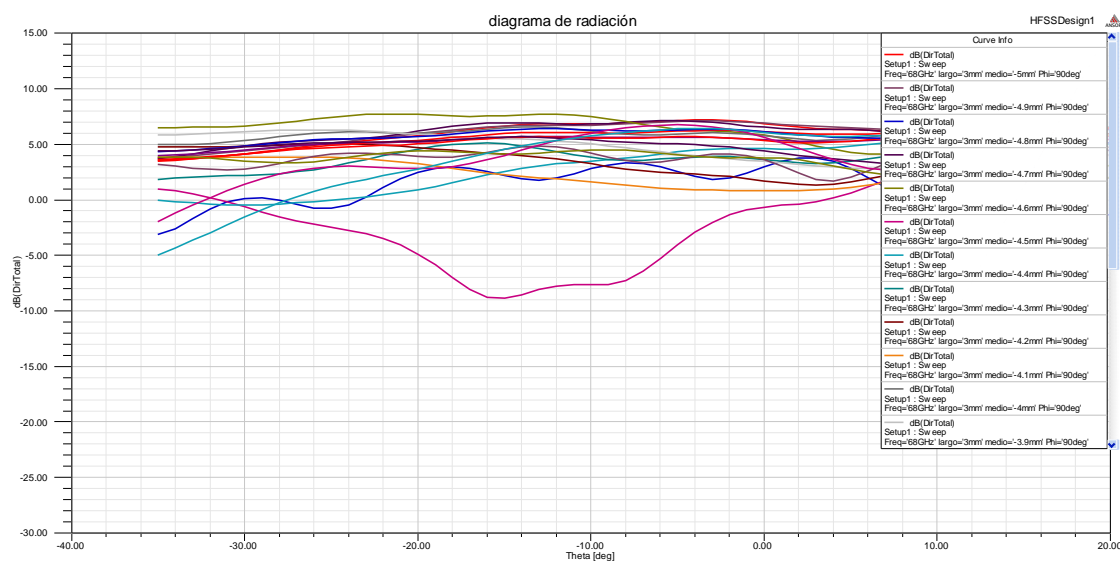


Fig. 5.3.14 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Viendo tanto el coeficiente de reflexión como el diagrama de radiación, elegimos como nueva medida de la pieza de unión entre la parte de alimentación y de la antena 4.5mm.

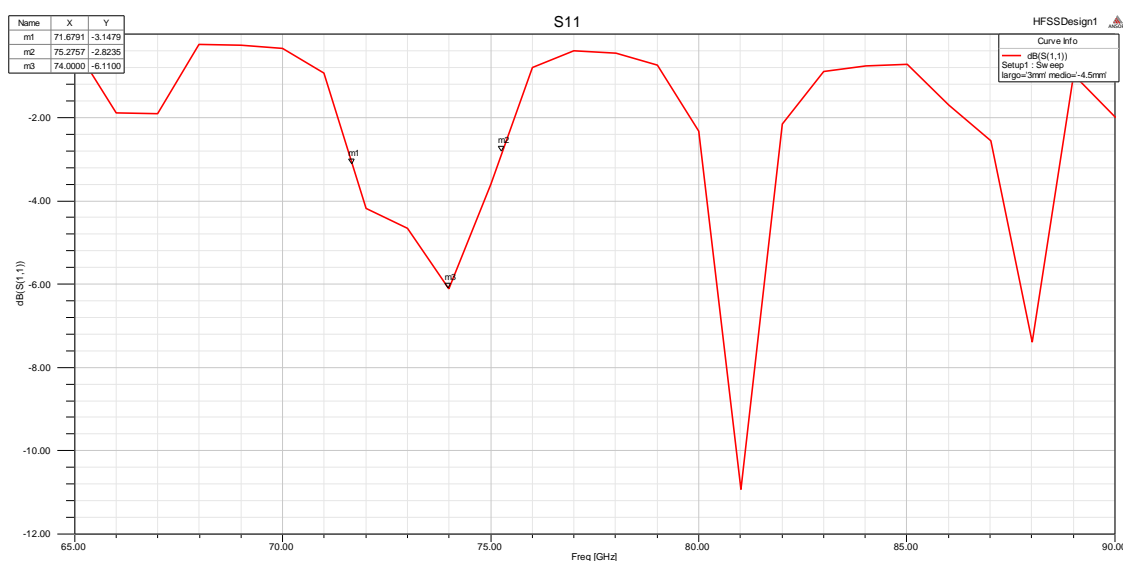


Fig. 5.3.15 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

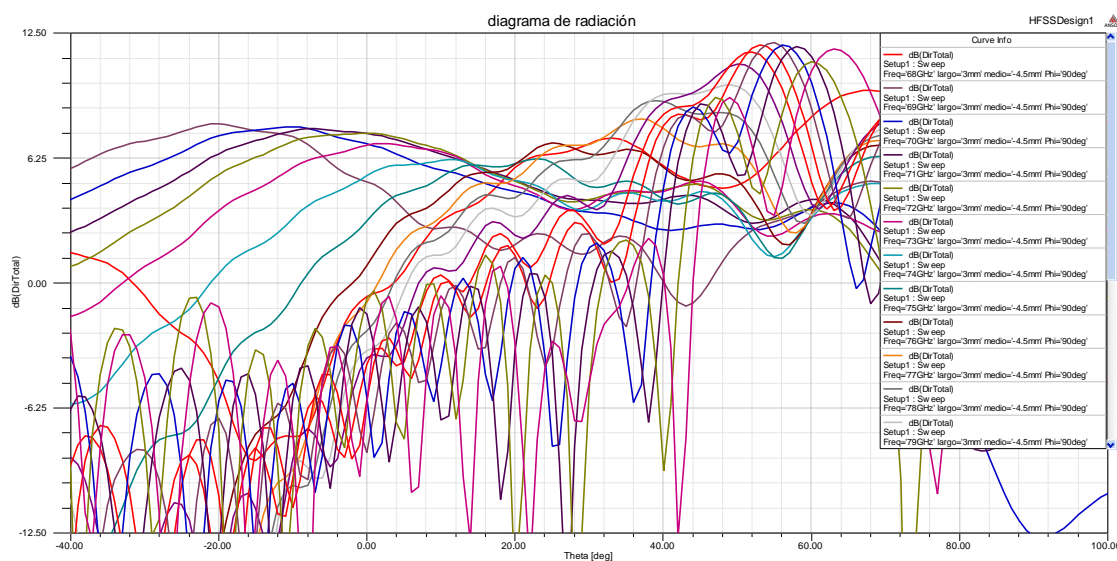


Fig. 5.3.16 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Al cambiar de nuevo la distancia entre la alimentación y la antena volvemos a obtener los resultados deseados, siendo el valor del S_{11} -6.1dB, teniendo un ancho de banda a -3dB de 3.6GHz, realizando un barrido de 80° desde -20° hasta 60° y tomado la directividad un valor medio de 10dB.

5.4 RESULTADOS FINALES

El diseño final de la estructura es el siguiente

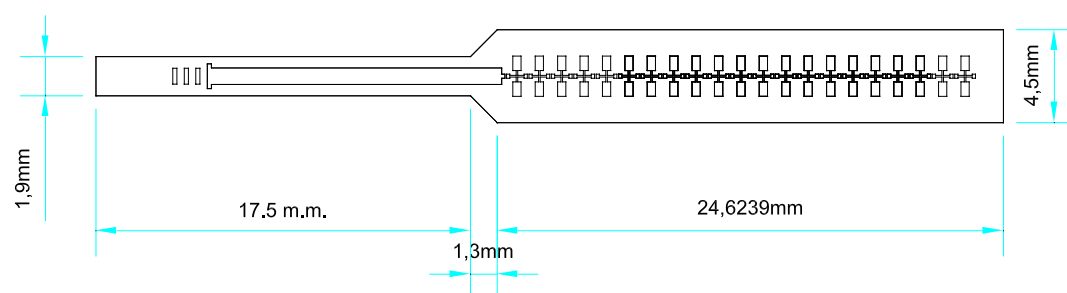


Fig. 5.4.1 Diseño de la estructura en AutoCAD.

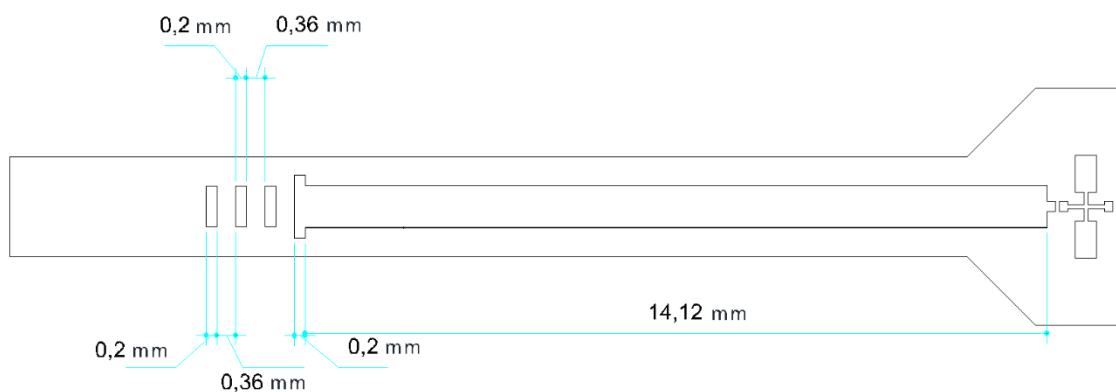


Fig. 5.4.2 Detalle del diseño de la estructura en AutoCAD.

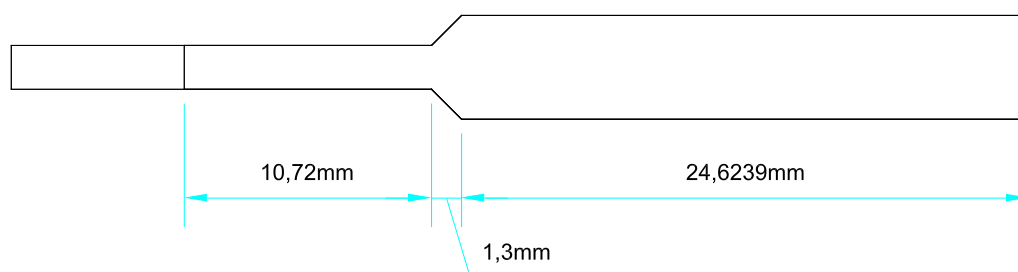


Fig. 5.4.3 Diseño de la parte inferior de la estructura en AutoCAD.

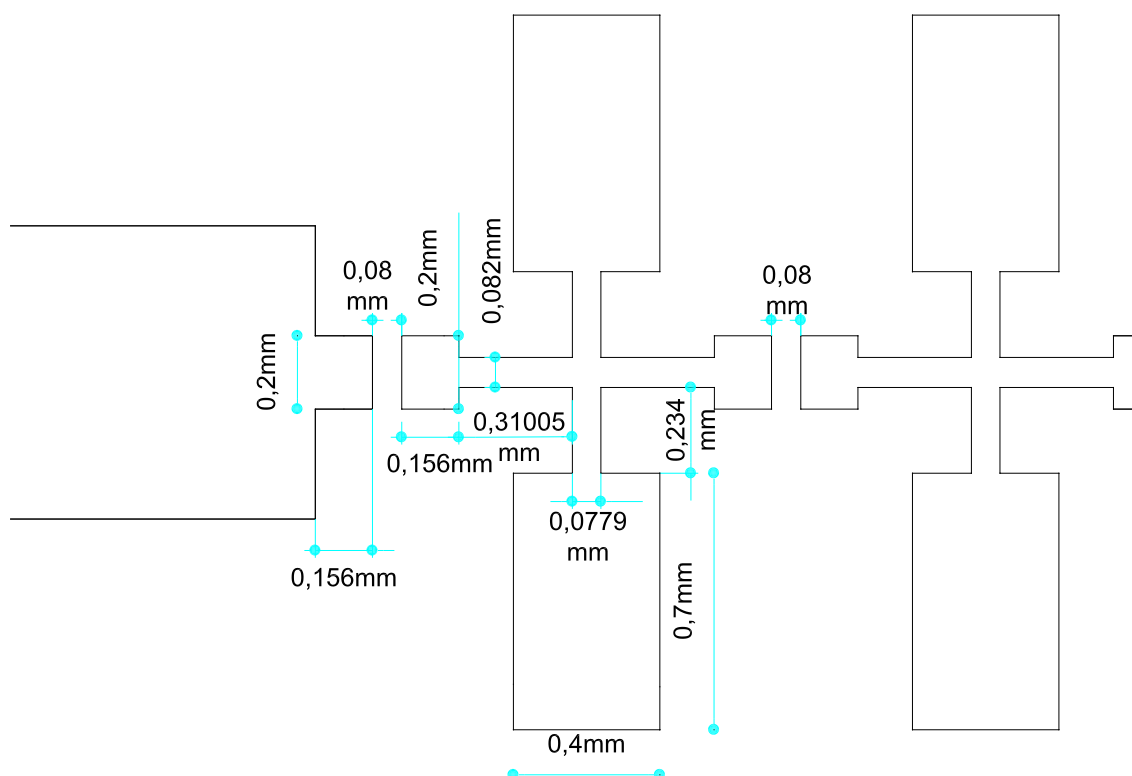


Fig.

5.4.4 Diseño de las celdas de la estructura en AutoCAD.

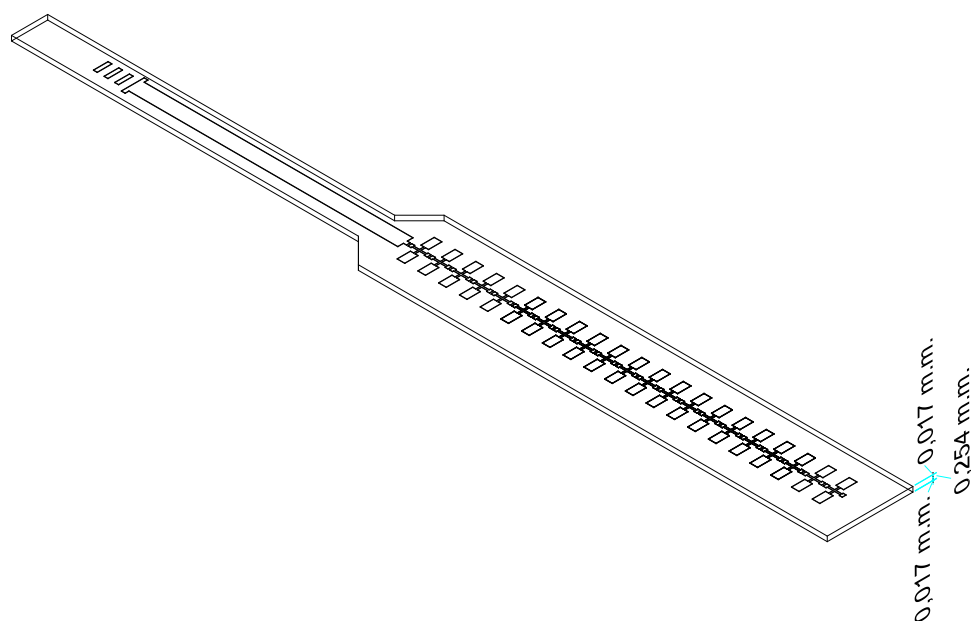


Fig.5.4.5 Diseño en 3D de la estructura en AutoCAD.

El diseño en Ansoft HFSS queda de la siguiente manera:

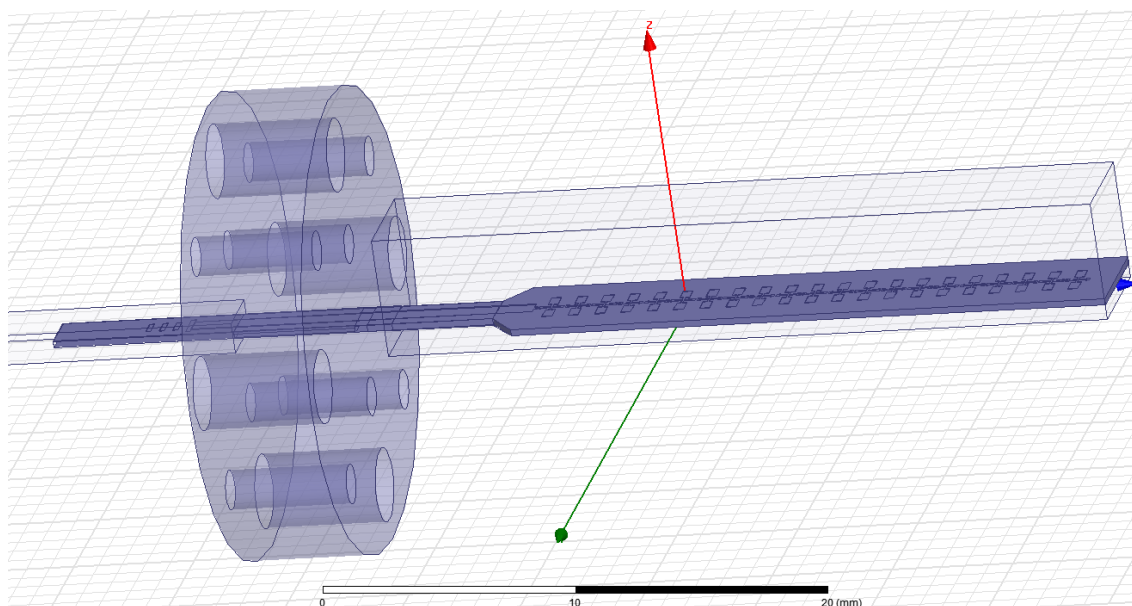


Fig.5.4.6 Diseño en 3D de la estructura en HFSS.

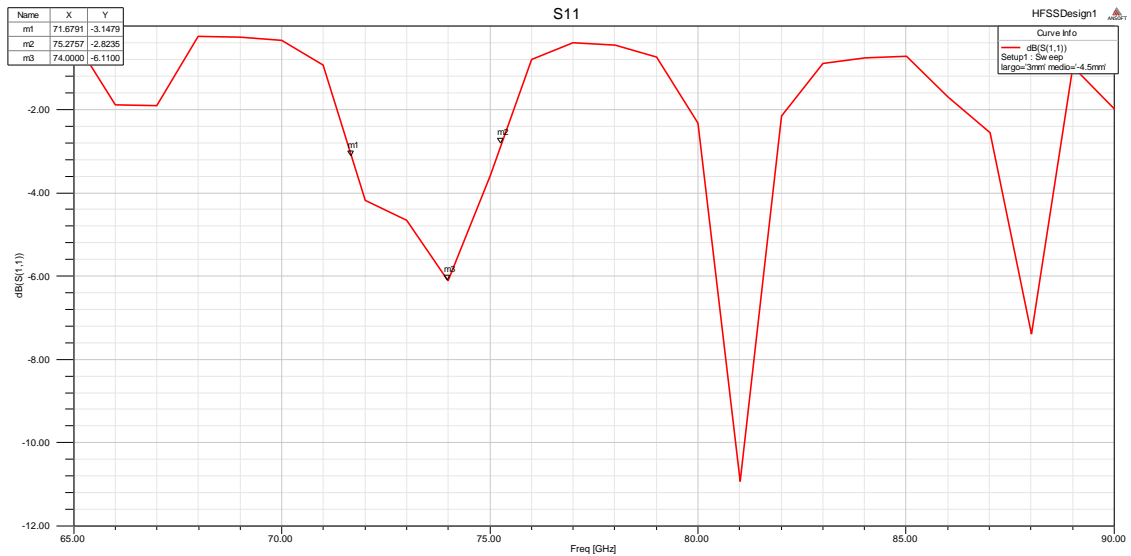


Fig.5.4.7 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

El coeficiente de reflexión final es de -6.1dB y el ancho de banda de 3.6GHz.

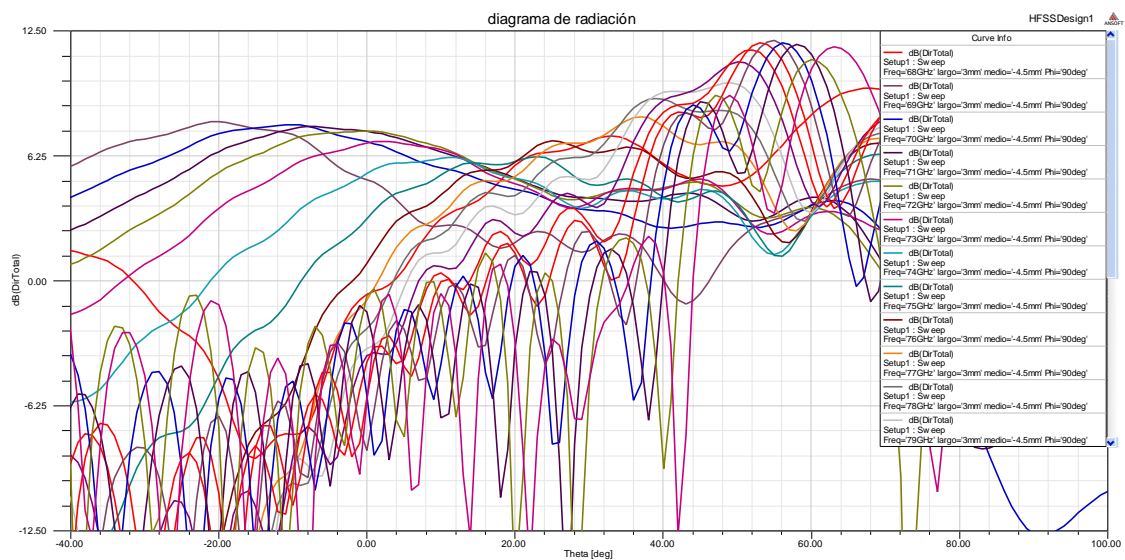


Fig.5.4.8 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

Observando el diagrama de radiación vemos que la directividad tiene un valor medio de 10dB, y que se realiza un barrido espacial en theta desde -20° hasta 60°. A continuación mostramos el diagrama de radiación para 4 frecuencias diferentes en coordenadas polares, así podremos observar cómo varía de dirección el haz principal en función de la frecuencia.

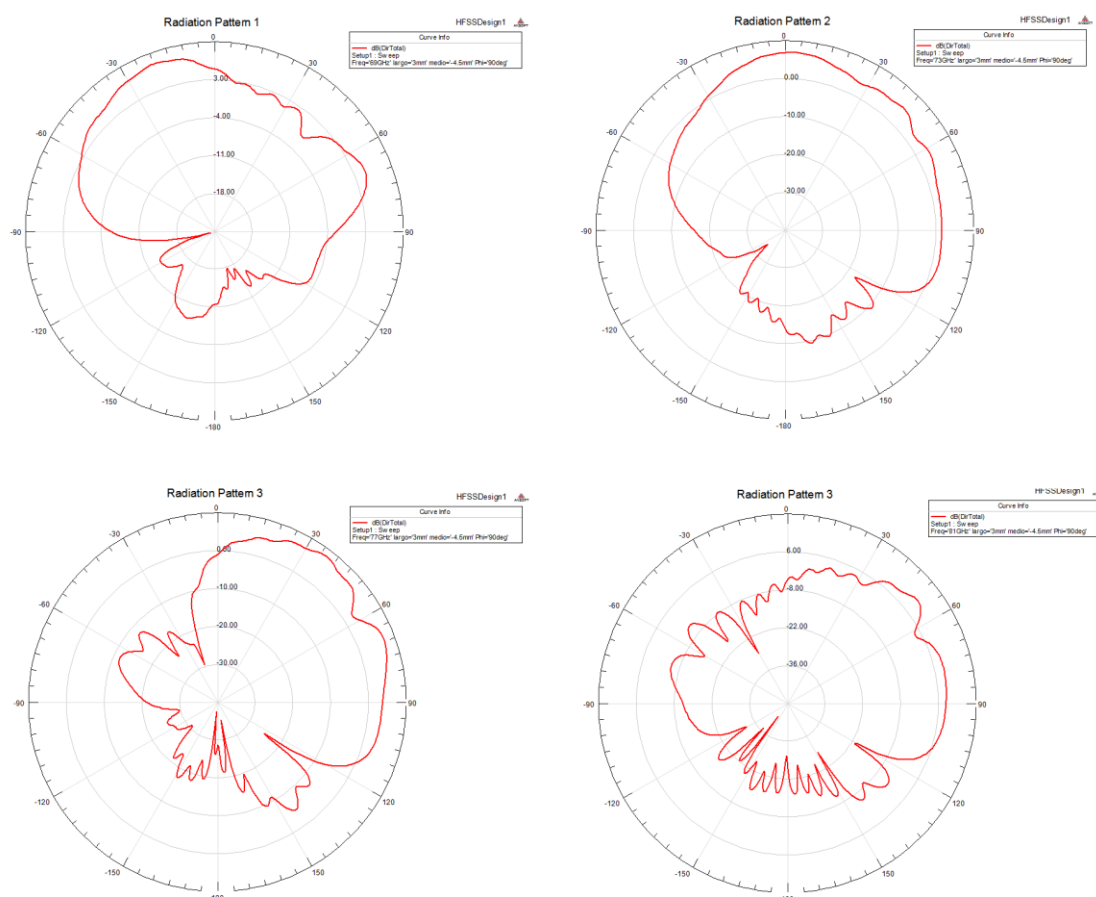


Fig.5.4.9 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta ($^{\circ}$) en coordenadas polares. (a) 69GHz (b) 73GHz (c) 77GHz (d) 81GHz.

A continuación mostramos el diagrama de radiación en 3D para una frecuencia de 77GHz.



Fig.5.4.10 Diagrama de directividad en 3D.

Y por último los diagramas de campo eléctrico que se producen en la antena a 77GHz.

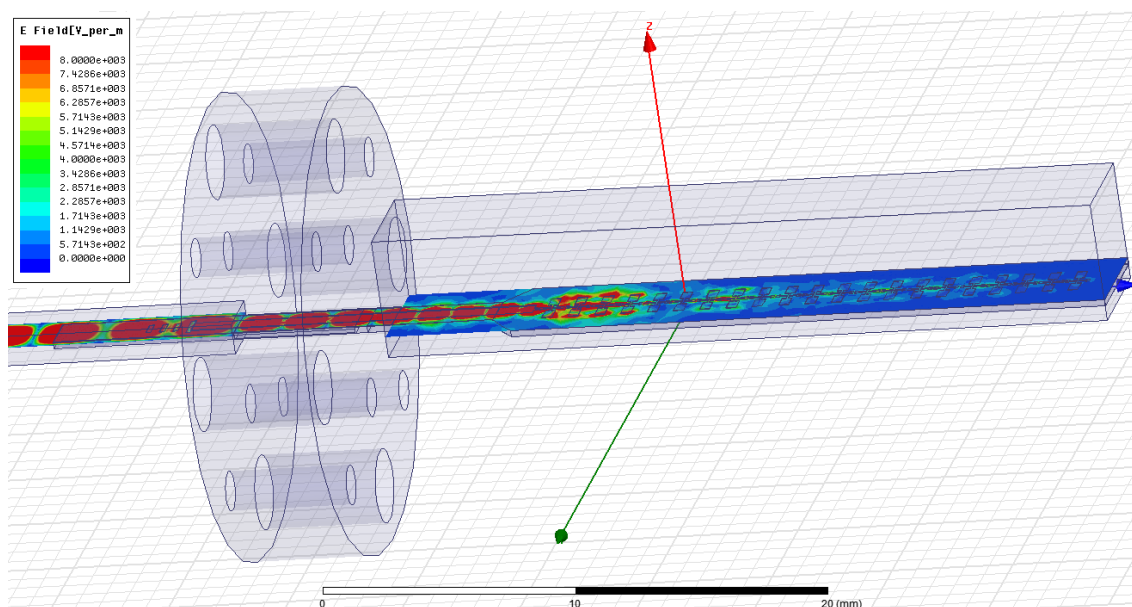


Fig.5.4.11 Esquema de campo eléctrico en la estructura.

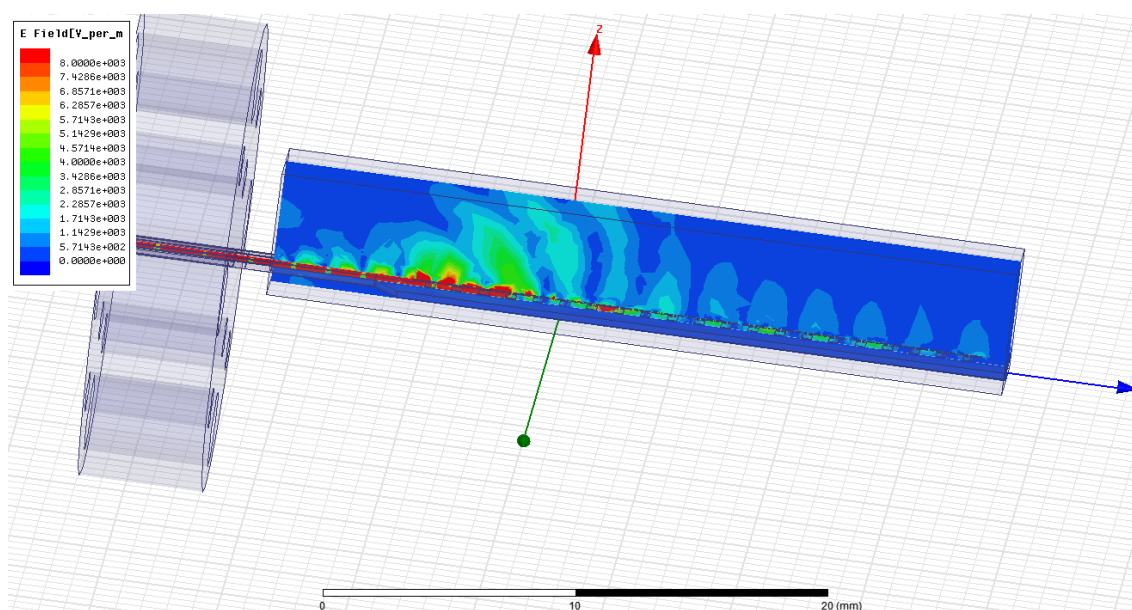


Fig.5.4.12 Esquema de campo eléctrico en la estructura.

A la hora de fabricar el flange, hemos decidido hacerlo de plástico, un plástico con una permitividad relativa de 3 y con una sola cara del flange, la que va pegada a la guía, de metal. El diseño por lo demás permanece igual, y los resultados han variado ligeramente.

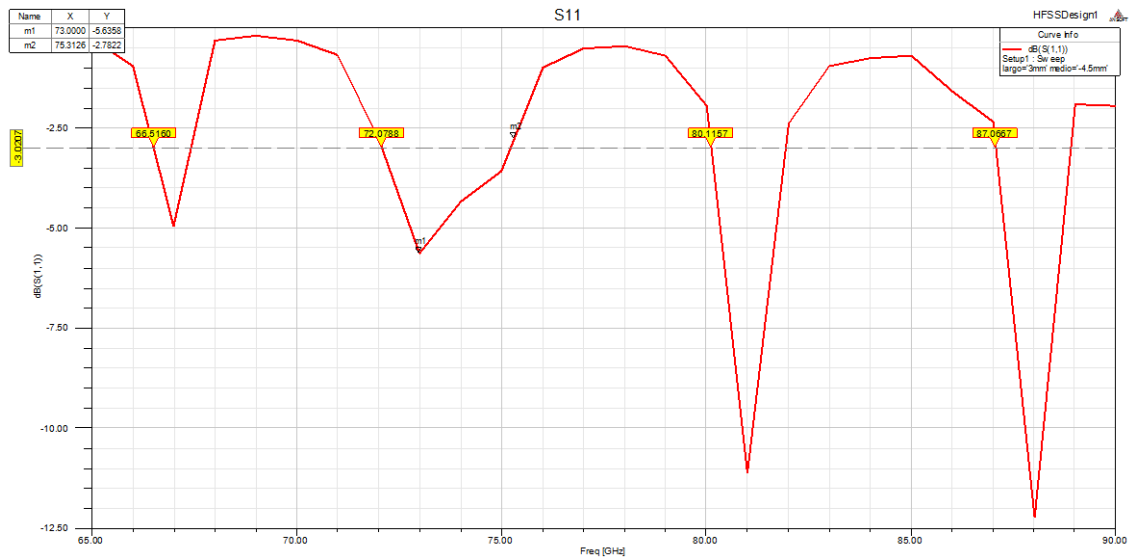


Fig.5.4.13 Gráfica S_{11} (dB) vs. Frecuencia (GHz).

En cuanto al coeficiente de reflexión observamos que ha variado ligeramente al modificar el material del flange, el ancho de banda se ha reducido en 0.3GHz, ahora es de 3.3GHz mientras que el propio valor de S_{11} ha disminuido a -5.6dB.

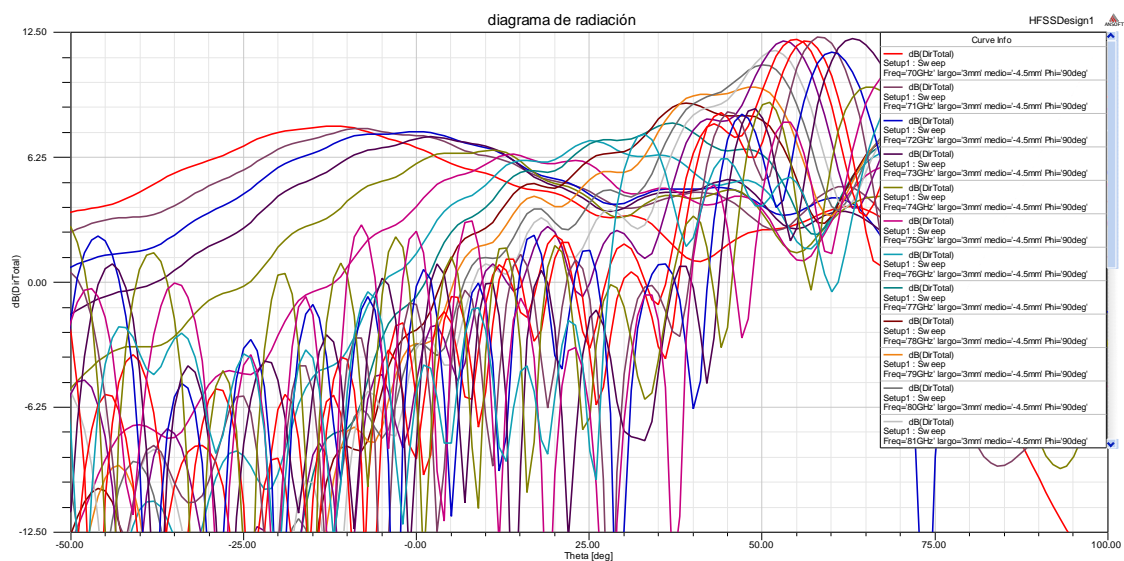


Fig.5.4.14 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en función de la frecuencia (GHz).

El diagrama de radiación en cambio ha mejorado, ya que ahora realiza un barrido desde -20° hasta 75° aproximadamente y su directividad permanece alrededor de los 10dB al igual que en el caso anterior. De nuevo, al igual que en el caso anterior podemos observar la variación del haz principal en función de la frecuencia.

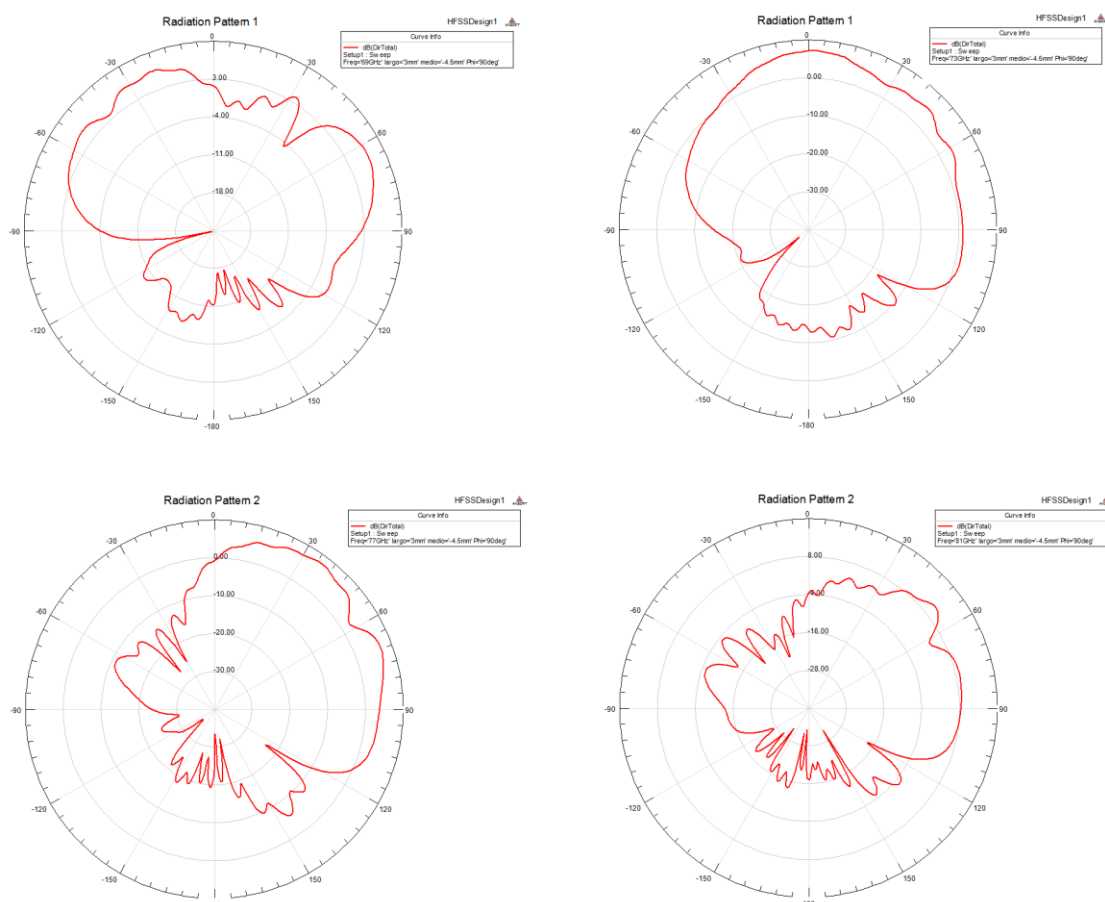


Fig.5.4.15 Gráfica de directividad (dB) vs. Theta (°) en coordenadas polares. (a) 69GHz (b) 73GHz (c) 77GHz (d) 81GHz.

A continuación mostramos los diagramas de campo eléctrico y los diagramas de radiación en 3D.

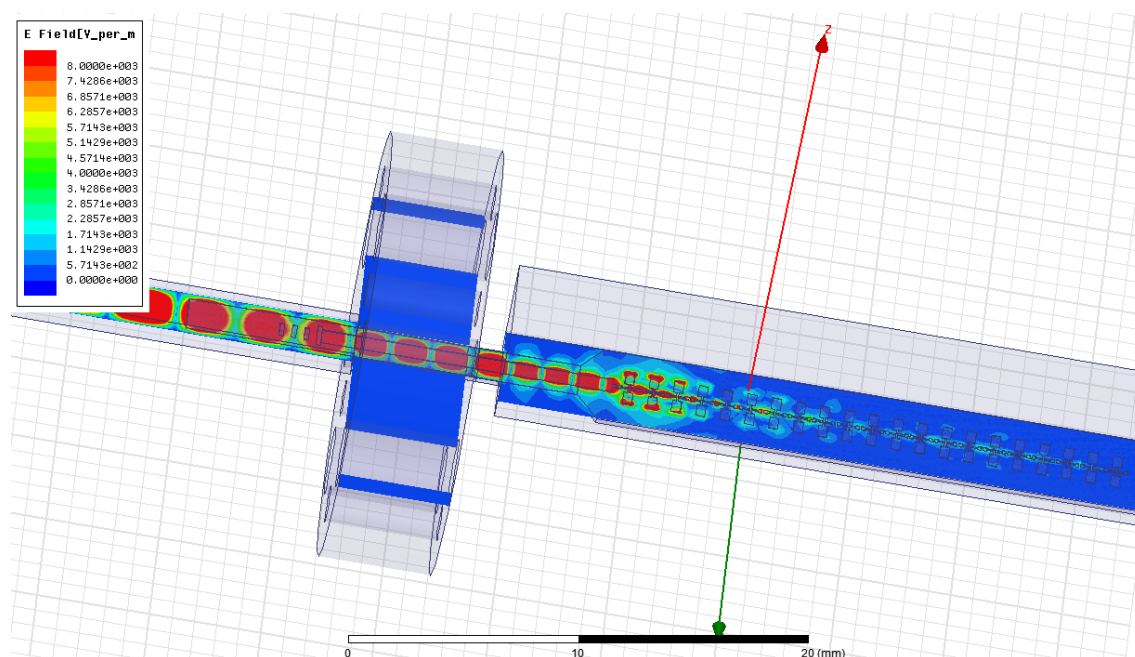


Fig.5.4.16 Esquema de campo eléctrico en la estructura.

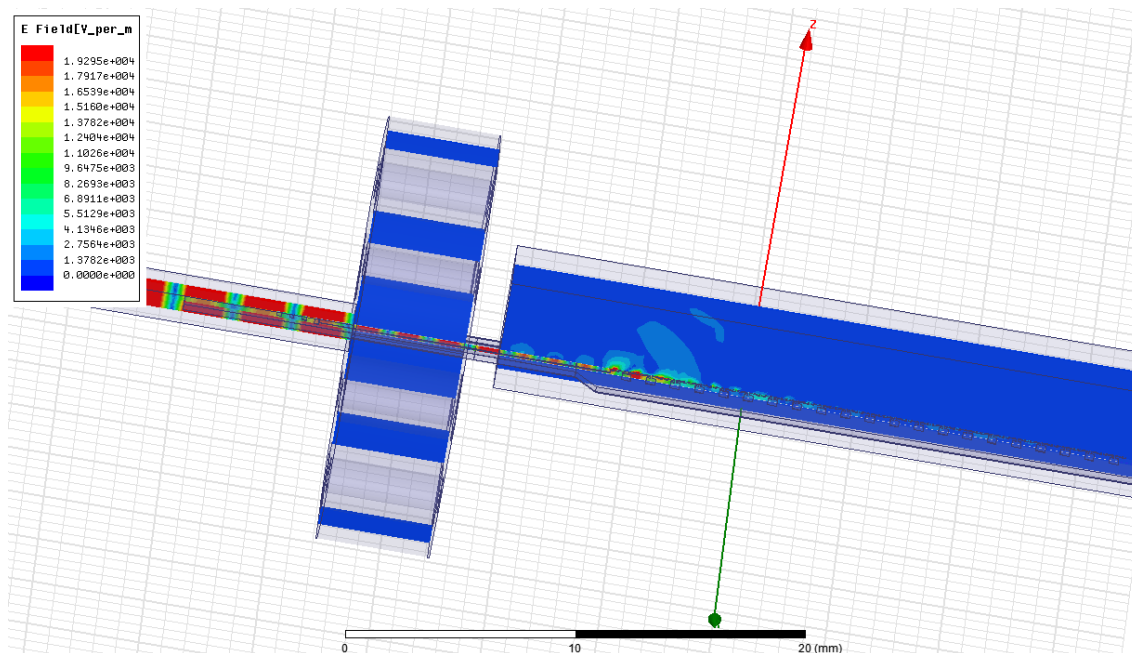


Fig.5.4.17 Esquema de campo eléctrico en la estructura.

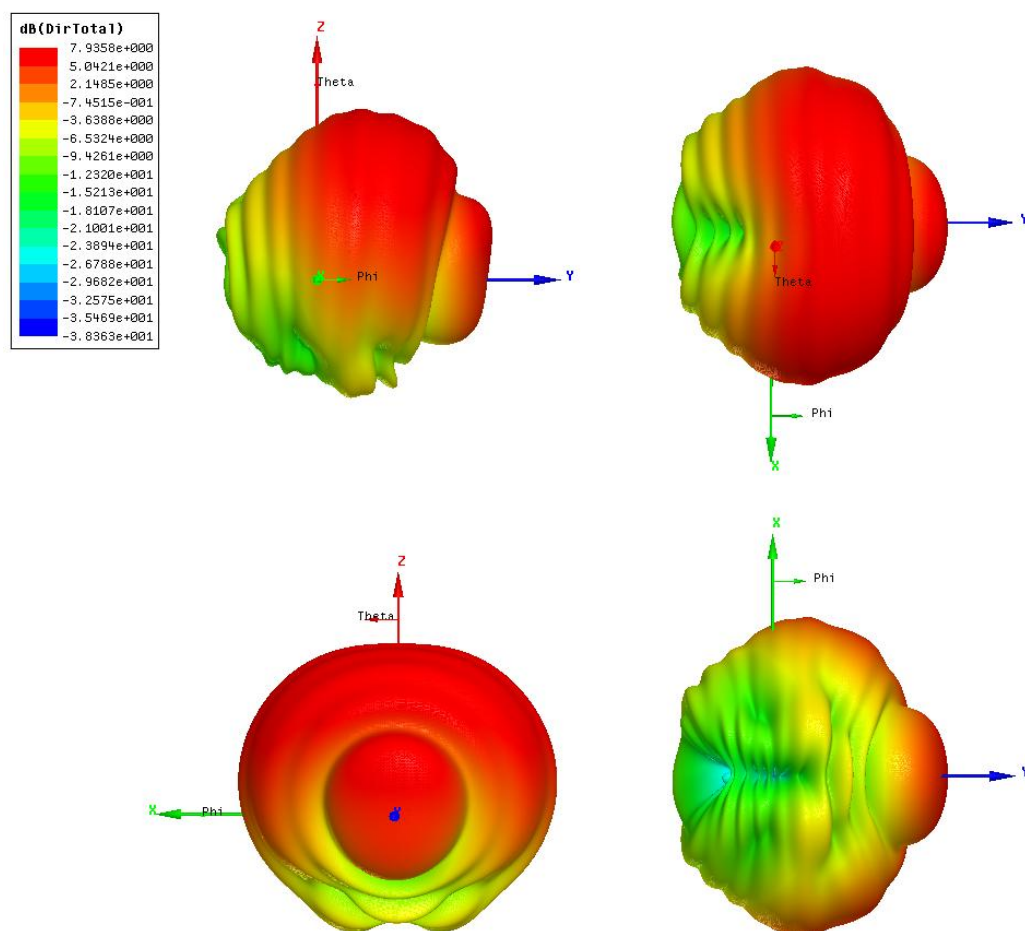


Fig.5.4.18 Directividad en 3D a 77GHz.

Por último, los diagramas de directividad en 3D de los extremos de la banda frecuencial en la que se produce el barrido espacial, 69GHz y 87GHz.

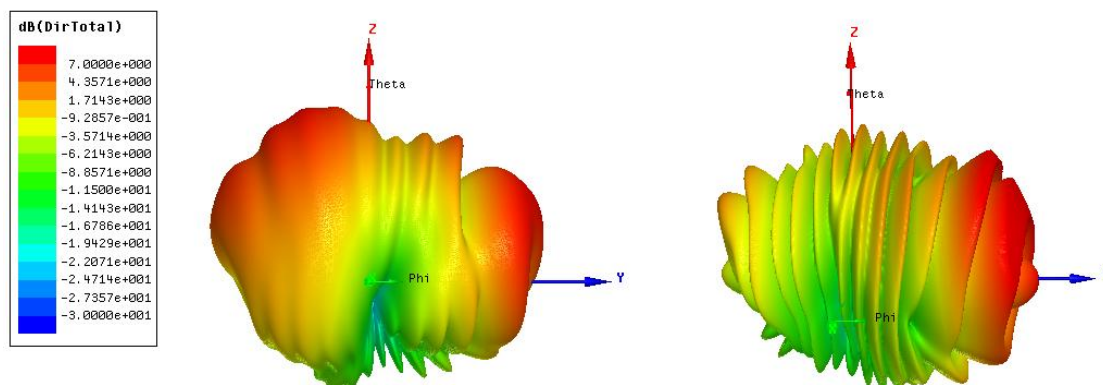


Fig.5.4.19 Directividad en 3D en los extremos de la banda de barrido. (a) 69GHz (b) 87GHz.

CAPÍTULO 6.

FABRICACIÓN DE LA ESTRUCTURA RADIANTE

6.1 FABRICACIÓN DE LA ANTENA

La propia antena más toda la estructura que la alimenta que va sobre el dieléctrico, ha sido fabricada en la Universidad Pública de Navarra.

La fabricación de dicha estructura se ha realizado mediante una fresadora láser, en concreto el modelo Protolaser 200 de la marca alemana LPKF [web4] y también mediante una fresadora de control numérico, modelo ProtoMat H100 también de la marca LPKF [web5].

El sustrato utilizado en esta estructura es RT/duroid® 5880, cuyas características son las siguientes:

- Constante dieléctrica: 2.2
- Grosor: 254µm
- Baja absorción de la humedad
- Propiedades eléctricas uniformes frente a la frecuencia
- Excelente resistencia química
- Flexibilidad

Este sustrato viene por defecto con una capa de cobre por encima y otra por debajo, cada capa de cobre tiene un espesor de 17µm (a parte de los 254µm de dieléctrico), estas capas van unidas al dieléctrico mediante un pegamento que con el calor se funde. El precio de una lámina de RT/duroid® 5880 de tamaño dinA4 es de 250 euros [web6].

La Protolaser 200 es ideal para el prototipado eficiente de circuitos complejos, tanto analógicos como digitales, para altas frecuencias y para PCBs, hasta 100x100mm de tamaño.



Fig.6.1.1 Fresadora láser, Protolaser 200 de LPKF.

Max. layout area	100 x 100 x 50 mm (4" x 4" x 2")
Working area	229 x 305 mm (9" x 12")
Structuring speed	6 cm ² /min (1 inch ² /min) (related to 18 um / 1/2 Oz copper)
Beam diameter in focus	25 um (1 mil)
Minimum track/space	Minimum track/space
Resolution scan field	2 um (0.08 mil)
Repeatability	+/-2um (+/-0.08 mil)
Laser pulse frequency	10 - 100 kHz
Machine dimensions (W/H/D)	1,360 x 1,920 x 1,250 mm (53.5" x 75.6" x 49.2")
Machine weight	650 kg (1,433 pounds)
Operation environment specifications	
Electric supply	230 V, 50 - 60 Hz, 1.4 kW
Compressed air supply	8 bar (116 psi), 160 l/min (3.5 cfm)
Cooling	Air-cooled, no external colling required
ambient temperature	20oC +/- 2uC (68oF +/- 4oF)
Exhaust	
Electric supply	230V, 50 Hz, 1.2 kW
Weight	45 kg (99.2 pounds)
Volume flow	320 m3/h, max suction 21,000 PA
Filter	Active carbon filter and new HEPA filter

Fig.6.1.2 Datos técnicos de Protolaser 200.

La capacidad de producir con gran precisión geométrica en casi todos los materiales hace del ProtoLaser 200 el sistema perfecto para la producción de antenas, filtros y otras muchas aplicaciones que requieren precisión. Este dispositivo transfiere el layout al PCB con una velocidad y una precisión sin precedentes, de manera simple y sin productos químicos.

El software integrado convierte los datos del formato usual de layout en datos de producción de manera simple y segura. Parámetros pre-configurados para materiales estándar hacen las operaciones aún más sencillas. Una vez que ya tenemos los datos de producción el láser va realizando finos cortes en la parte de cobre que queremos retirar, estos pequeños recortes serán retirados mediante una pistola de aire. La separación entre dichos cortes puede ser de hasta 50µm.

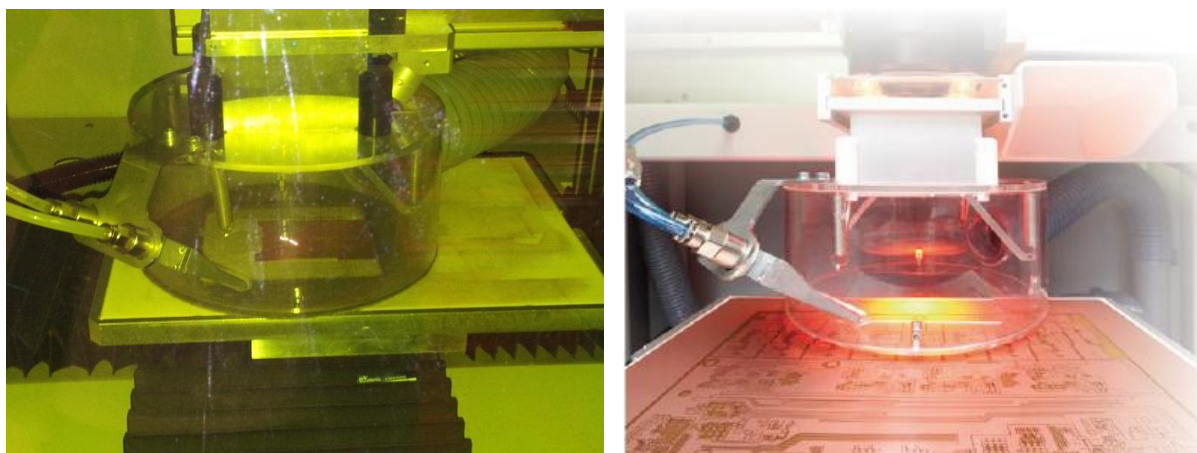


Fig.6.1.3 Proceso de fresado láser en la UPNA. Imagen de un proceso de fresado del catálogo.

De esta manera se realiza la fabricación de la antena. Una vez que tenemos la antena fabricada debemos cortar el contorno de esta, para ello utilizamos la fresadora de control numérico.



Fig.6.1.4 Fresadora de control numérico ProtoMat H100 de LPKF.

La fresadora ProtoMat H100 está especialmente diseñada para largas superficies de trabajo, 380mmx420mm (15" x 16.5"), por lo que la hace ideal para la tarea de cortar el contorno de la estructura. Una vez que hemos realizado el fresado del contorno ya tenemos la pieza finalizada, en la siguiente imagen se puede apreciar el resultado.

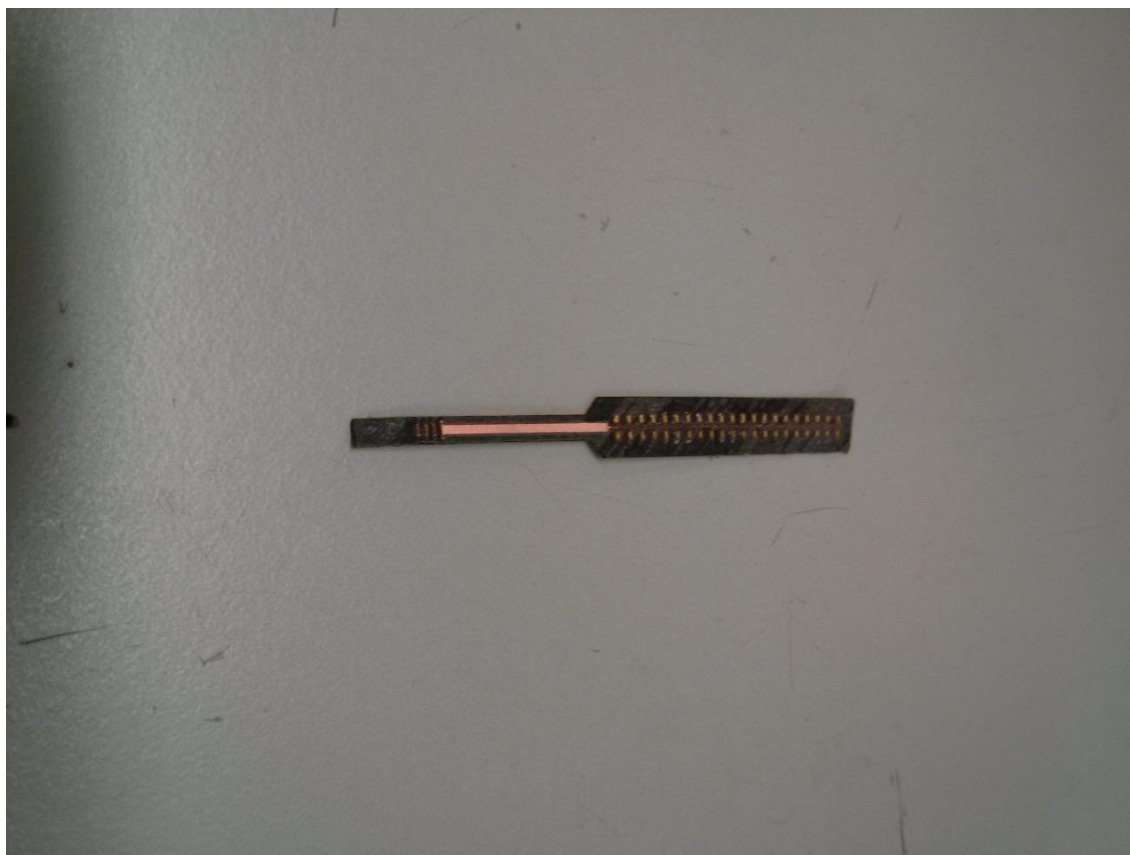


Fig.6.1.5 Estructura fabricada.

Para comprobar si dimensiones de las celdas unidad y de la parte de la Yagi-Uda son las correctas procedemos a medirlas con un microscopio de alta precisión de la marca Mitutoyo.

	Dimensiones teóricas (mm)	Dimensiones experimentales (mm) ($\pm 1.5\mu\text{m}$)
Anchura celda unidad	1.01	0.999
Altura celda unidad	1.95	1.957
Anchura "brazo" ext. cruz	0.156	0.154
Distancia entre celdas	0.08	0.085
Anchura Yagi-Uda	0.2	0.229
Altura Yagi-Uda	0.77	0.805

La diferencia entre las dimensiones teóricas y las experimentales es muy pequeña, ya que no llega al 0.2% en ningún caso. A continuación mostramos una serie de fotografías que han sido tomadas con el mismo microscopio.

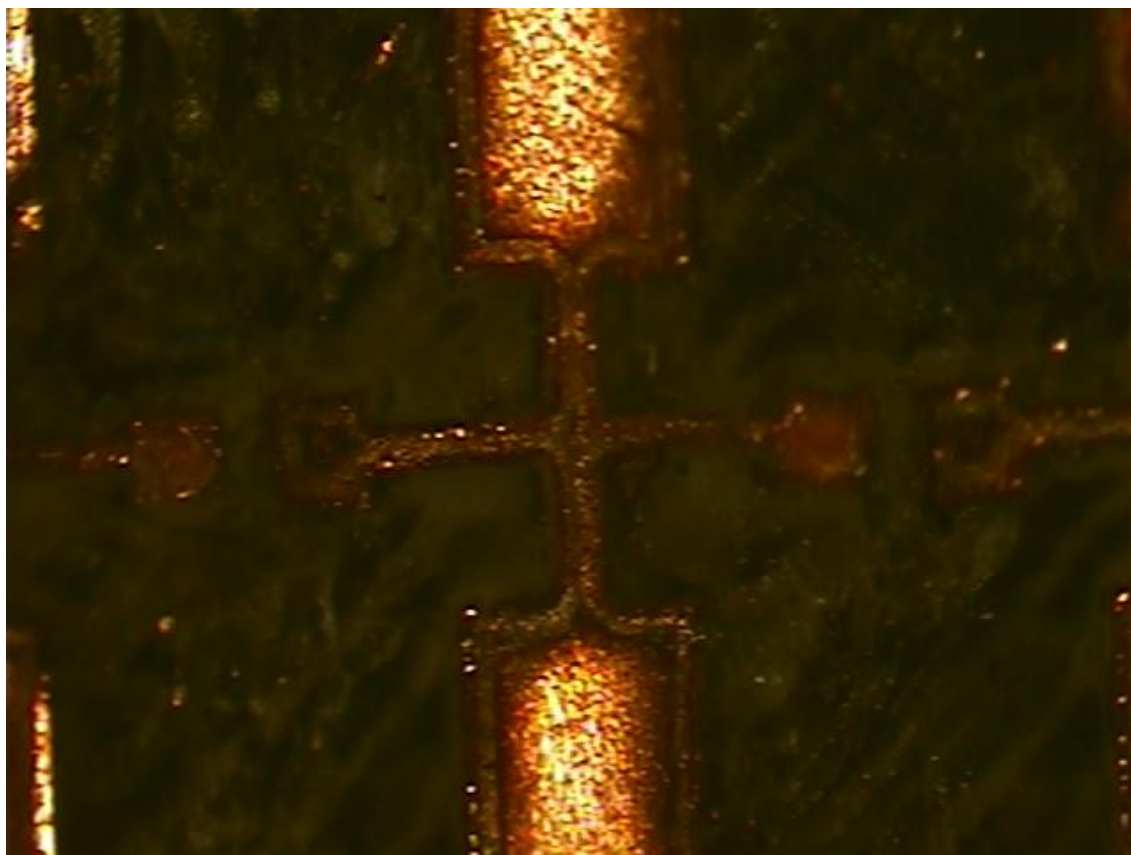


Fig. 6.1.6 Celda unidad

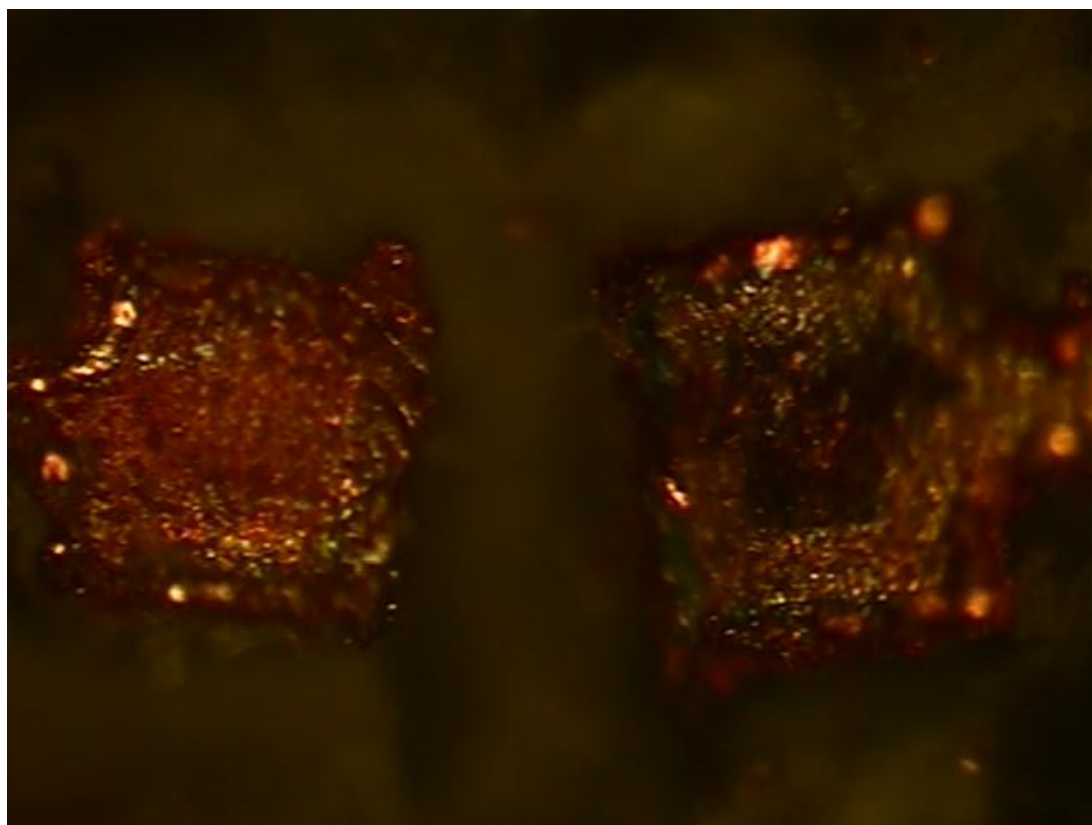


Fig. 6.1.7 Detalle de la celda unidad

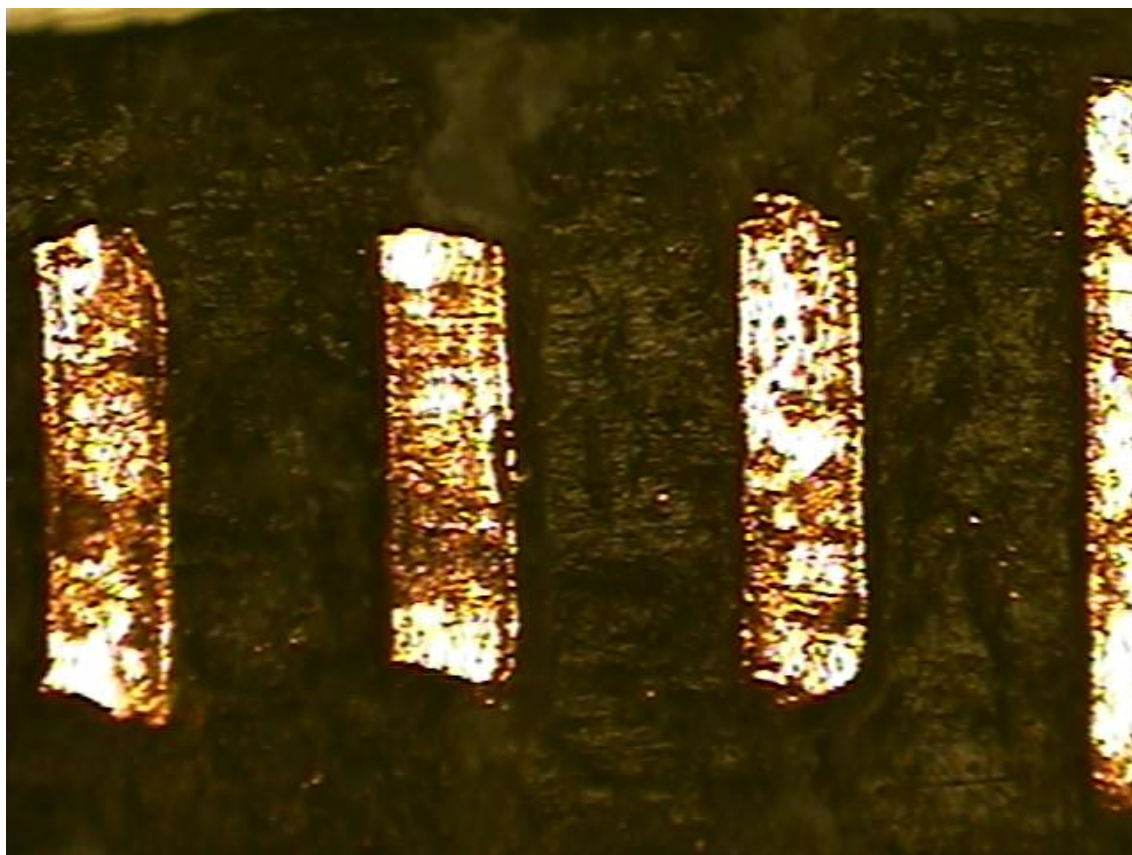


Fig. 6.1.8 Yagi-Uda

6.2 FABRICACIÓN DEL FLANGE

6.2.1 Impresión en 3D

La fabricación del flange ha sido encargada a la empresa belga *i.materialise*, que realiza impresiones en 3D mediante un proceso de estereolitografía.

El primer paso es elegir el material en el que queremos que la pieza sea fabricada, debido a la precisión con la que necesitamos que se construya la pieza, elegimos el plástico pryme gray.

Production time:	10-15 business days
Standard accuracy:	Standard stereolithography $\pm 0.2\%$ (min $\pm 0.2\text{mm}$). Sensitive to UV-light (e.g. direct sunlight).
Surface finish:	Without post-finishing, dependent upon the orientation of the layers. Different finishes from high gloss to a rough texture are obtained by post-finishing.
Maximum part dimensions:	250 x 250 x 235 mm
Minimum wall thickness:	1 mm, but living hinges are possible at 0.5 mm
Capacity:	Materialise has over 30 stereolithography machines: 4 Next Day machines; 12 Mammoth machines; 8 SLA250 machines; 3 SLA3500 machines; 1 SLA5000 machine and 4 SLA7000 machines.

Fig.6.2.1 Características del plástico pryme gray.

Prime Gray (Actual values may vary with build conditions)			
	Units	ASTM#	Range
Tensile Modulus	MPa	D638M	1790 - 1980
Tensile Strength	MPa	D638M	38 - 44
Elongation at Break	%	D638M	14 - 22
Flexural Modulus	MPa	D790M	1520 - 2070
Notched Izod Impact	J/m	D256A	35 - 52
Heat Deflection t^B	$^{\circ}\text{C}$	D648 - 98c	at 0.46 MPa: 62 at 1.81 MPa: 54
Color	Gray		

Impact strength	Stiffness	Humidity resistance	Heat resistance	Durability	Mould Making	Details	Description	Applications
Excellent	Good	Good	Good	Good	Good	Excellent	Tough Impact resistant High elongation at break Excellent surface quality	Tough enclosures Snap-fit assemblies Replacing CNC machined parts High-end finished models

Fig.6.2.2 Especificaciones del plástico pryme gray.

Este material cuesta 1.55€ por centímetro cúbico más el precio de mano de obra, que como en este caso encargamos dos piezas (un flange real y un flange partido por la mitad con una ranura mayor) es de 4.375€.

Tras elegir el material hay que tomar varias decisiones de diseño, como la orientación, los soportes externos e internos o la regla de los 30º, aunque en nuestro caso la única a tener en cuenta es la orientación de la estereolitografía porque el modelo es impreso capa por capa y la orientación influirá en la calidad y la solidez de la superficie, por eso elegimos orientación vertical.

La estereolitografía (SLA o SL; también conocida como fabricación óptica, foto-solidificación entre otras) es una forma de tecnología de manufactura (o *impresión 3D*) utilizada para la producción de modelos, prototipos, patrones, o piezas definitivas.

La estereolitografía es un proceso de realización rápida de prototipos que utiliza la estratificación para la construcción de un modelo de diseño. La tecnología utiliza resinas líquidas fotopoliméricas que se solidifican cuando son expuestas a la luz ultravioleta. Un programa informático traduce un modelo CAD 3D en formato electrónico "STL" utilizado por las máquinas estereolitográficas, organizando la información en capas. Un láser de rayo ultravioleta traza cada sección del modelo CAD sobre la superficie de una cuba de resina fotopolimérica, materializando así el modelo CAD de la parte, capa a capa.

Una vez que la capa a imprimir ha sido creada, la plataforma de elevación del equipo desciende una distancia equivalente al grosor de una capa de resina solidificada (típicamente entre 0.05 y 0.15 mm). Una hoja barre la pieza dejando una nueva capa de resina líquida en la superficie de la cubeta, lista para la siguiente impresión del láser. De esta forma se va creando, capa a capa una pieza tridimensional. Una vez que la pieza tridimensional se ha completado, ésta se sumerge en un baño químico que retira el exceso de resina y, posteriormente, curada en un horno de luz ultravioleta.

Una de las ventajas de la estereolitografía es su rapidez. Los objetos funcionales pueden ser producidos en menos de un día. La duración del proceso depende de su tamaño y complejidad, que puede variar desde unas simples horas a más de un día.

Las piezas fabricadas mediante estereolitografía son suficientemente duras como para ser mecanizadas, y pueden también ser usadas en la creación de moldes maestros para moldeo por inyección, termoconformado, moldeo por soplado, y varios procesos de forja.

6.2.2 Metalización del flange

Una vez que tenemos el flange fabricado en plástico pyme gray, ahora vamos a metalizar una de sus caras.

Dicha metalización se va a llevar a cabo mediante un proceso de "sputtering" o de pulverización catódica, esta técnica consiste en la extracción de átomos de la superficie de un electrodo debido al intercambio de momento con iones que bombardean los átomos de la superficie. A lo largo del proceso se produce vapor del material del electrodo, que hace que se deposite una película en la superficie [web7].

La realización del "sputtering" se va a hacer mediante la máquina Q150T Turbo-Pumped Sputter Coater/Carbon Coater de Quorum technologies. El Q150T es un sistema de recubrimiento turbomolecular de bombeo compacto adecuado para SEM, TEM y para aplicaciones de películas delgadas.

Instrument case	585mm W x 470mm D x 410mm H (total height with coating head open: 650mm)
Weight	33.4kg
Packed dimensions	725mm W x 660 mm D x 680mm H (42kg)
Work chamber	Borosilicate glass 150mm ID x 127mm H
Safety shield	Integral polyethylene terephthalate (PET) cylinder
Display	145mm x 320mm x 240mm colour graphic thin film transistor (TFT) display
User interface	Intuitive full graphical interface with touch screen buttons, includes features such as a log of the last 10 coatings carried out and reminders for when maintenance is due
Sputter target	Disc style 54mm Ø or 57mm Ø. A 0.3mm thick chromium (Cr) is fitted as standard. TS/TES versions only
Vacuum	
Turbomolecular pump	Internally-mounted, 70L/s air-cooled turbomolecular pump
Rotary pump	50L/m two-stage rotary pump with oil mist filter (Order separately, see EK3175)
Vacuum measurement	Pirani gauge as standard. A full range gauge (10428) is available as an option
Typical ultimate vacuum	5×10^{-5} mbar
Sputter vacuum range	Between 5×10^{-3} and 5×10^{-1} mbar
Specimen stage	60mm Ø rotation stage. Rotation speed 8-20 RPM. For alternative stages see Options and Accessories
Processes	
Sputtering	0-150mA to a pre-determined thickness (with optional FTM) or by the built-in timer. The maximum sputtering time is 60 minutes (without 'breaking' vacuum and with built in rest periods)
Carbon evaporation	A robust, ripple free DC power supply featuring pulse evaporation ensures reproducible carbon evaporation from rod or fibre sources. Current pulse: 1-90A
Metal evaporation and aperture cleaning insert (option)	For thermal evaporation of metals from filaments or boats. For cleaning SEM or TEM apertures a standard molybdenum boat (supplied) can be fitted. The metal evaporation head is set up for downwards evaporation, but upward evaporation can be achieved by fitting two terminal extensions (supplied). Evaporation times: up to four minutes
Services and other information	
Gases	Argon sputtering process gas, 99.999% (TS and TES versions)
	Nitrogen venting gas (optional)
Electrical supply	90-250V 50/60Hz 1,400VA including rotary pump power. 110/240V voltage selectable
Conformity	CE conformity: Power factor correction. Complies with the current legislation (CE Certification) and ensures efficient use of power, which means reduced running costs

Fig.6.2.3 Especificaciones de Q150T.

La cámara de vacío de la Q150T tiene un diámetro interno de 165mm, además incluye “vacuum shutdown”, esta función mejora el rendimiento de la cámara de vacío. Todos los componentes de trabajo vienen integrados en la estructura, incluyendo la bomba turbomolecular refrigerada por aire, además posee control automático de purga que asegura unas condiciones óptimas de vacío durante la pulverización catódica.

Una vez realizado el proceso de “sputtering” el flange queda de la siguiente manera:

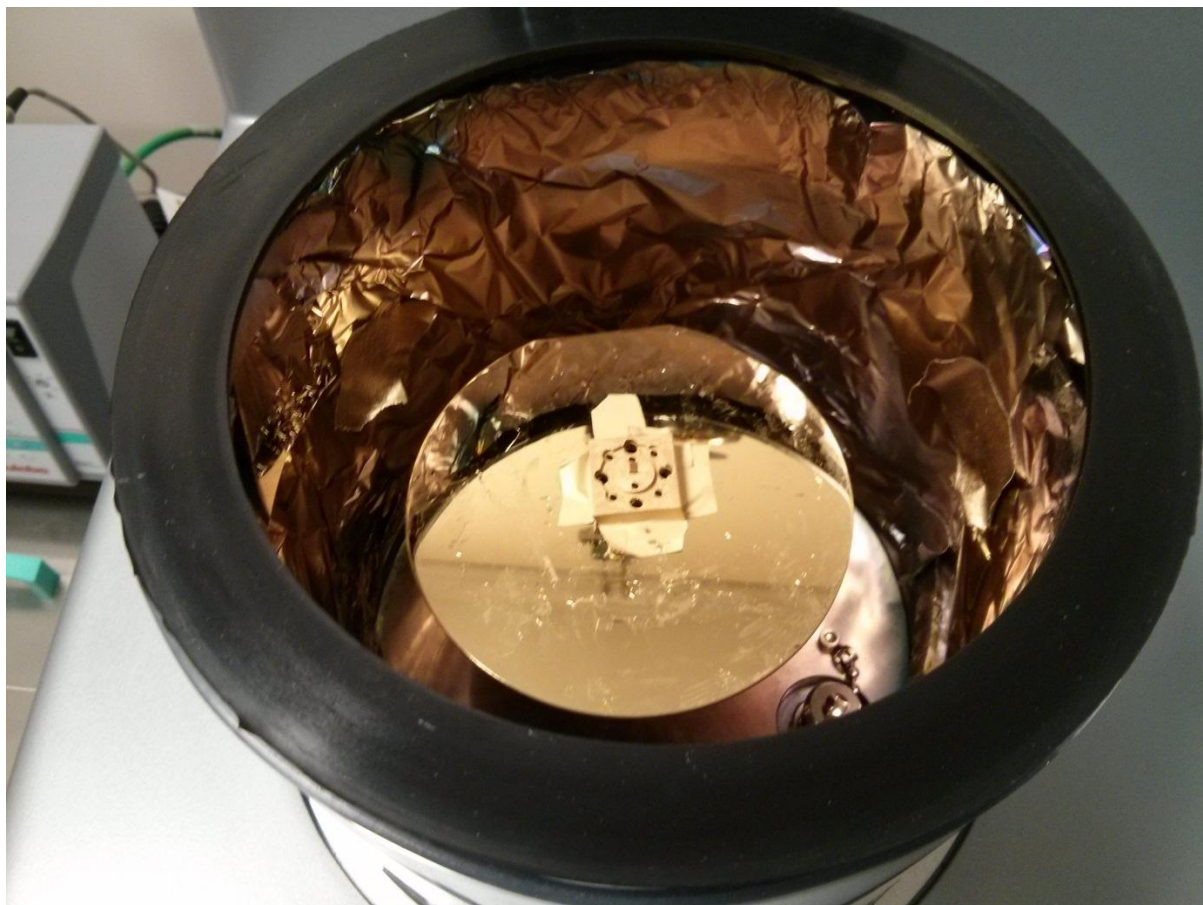


Fig.6.2.3 Flange metalizado

6.3 MONTAJE Y RESULTADO FINAL

Una vez finalizada la fase de fabricación procedemos con la de montaje, para ello debemos introducir la estructura en la ranura del flange. El primer problema que surge es que la ranura del flange no tiene las dimensiones deseadas, esto puede ser debido a un fallo de fabricación. Para solucionar este imprevisto decidimos limar la ranura hasta poder introducir en ella la estructura de forma que ésta no resulte dañada. El segundo problema que aparece es que el material en el que ha sido fabricada la estructura es demasiado flexible y al ser acoplada al flange esta resulta algo curvada.

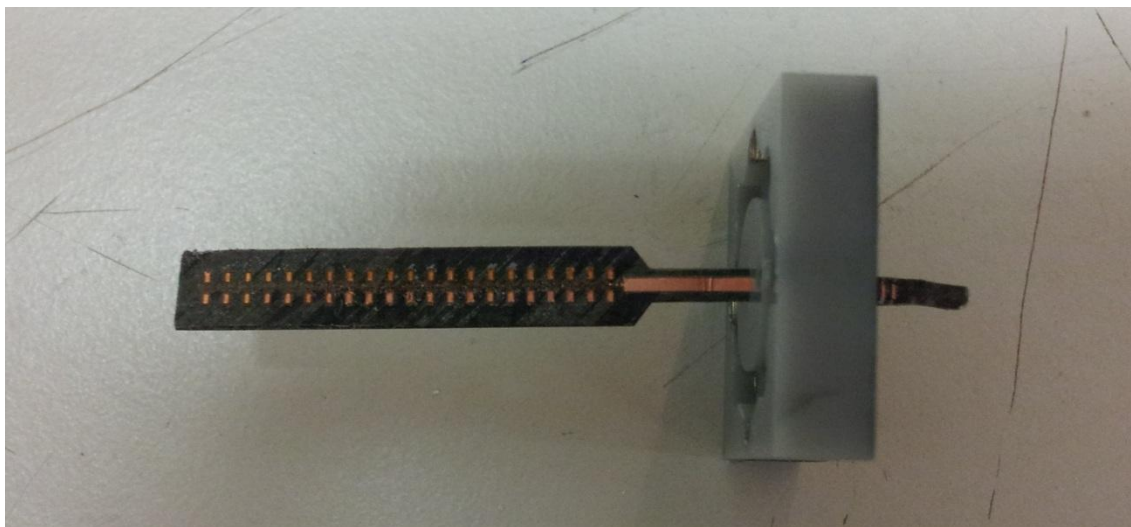


Fig. 6.3.1 Montaje final de la estructura y el flange.

CAPÍTULO 7. MEDIDAS EXPERIMENTALES

7.1 INSTRUMENTACIÓN

Las medidas experimentales han sido realizadas en la sala limpia de tipo ISO 7 de la Universidad Pública de Navarra. En este tipo de salas sólo puede haber 352.000 partículas/m³ de aire y el tamaño de dichas partículas tiene que ser igual o menor que 0.5µm y además se controlan otros factores importantes como la temperatura, presión o humedad.

Para realizar las medidas se han empleado los siguientes instrumentos:

- Kit de calibrado WR10 75-110GHz
Antes de tomar ninguna medida es necesario calibrar el analizador de redes, para ello basta con utilizar el kit de calibrado correspondiente a la banda frecuencial en la que vamos a trabajar y seguir todos los pasos que nos indica el software.
- Analizador de redes PNAX M5242A de Agilent Technologies

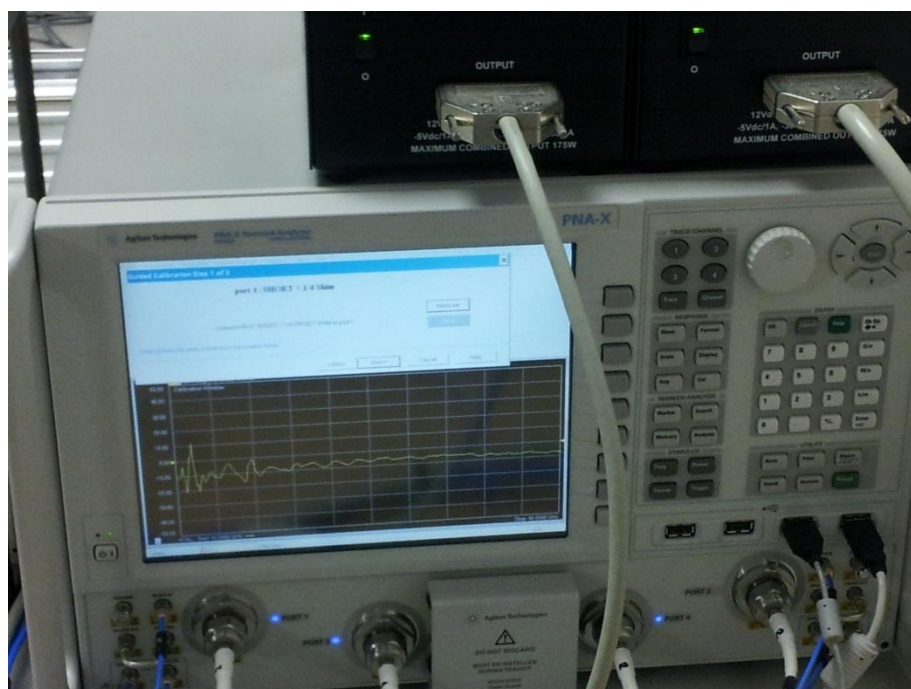


Fig. 7.1.1 Analizador de redes.

Se utiliza para la adquisición y el procesamiento de los datos.

- 2 cabezales WR10 75-110GHz de VDI

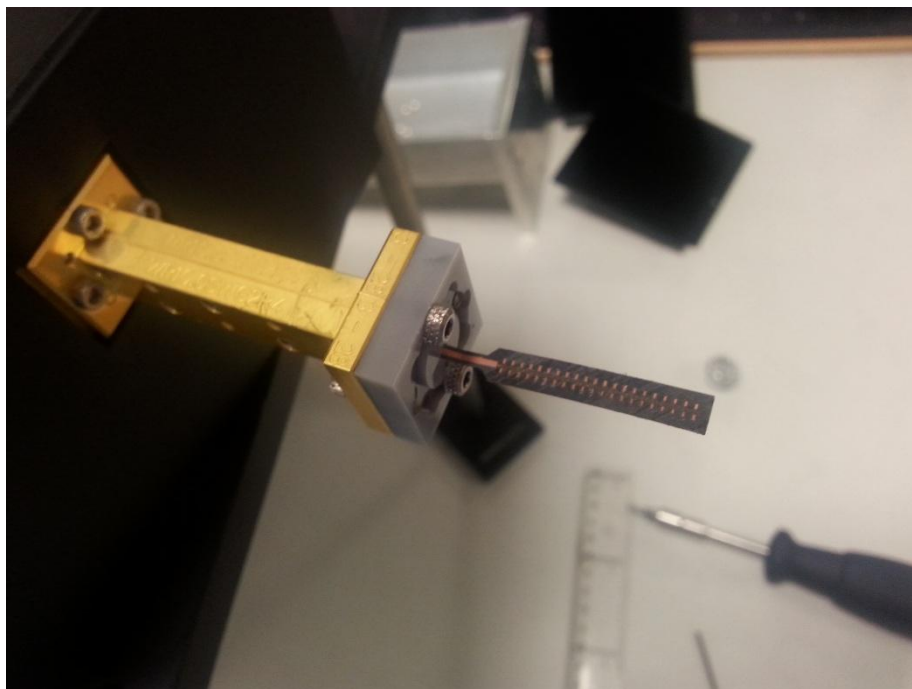


Fig. 7.1.2 Estructura radiante montada en uno de los cabezales.

Cada antena es conectada a un trozo de guía y esta a su vez está conectada al cabezal.

- Como antena receptora
Es un trozo de guía de microondas terminada en abierto.



Fig. 7.1.3 Antena receptora.

- Placa de absorbente
Se placa se coloca justo detrás de la antena receptora para evitar que se produzcan reflexiones indeseadas.
- Estructura motorizada
Esta estructura es utilizada para situar en ella la antena receptora e ir moviéndola para realizar el barrido espacial deseado.

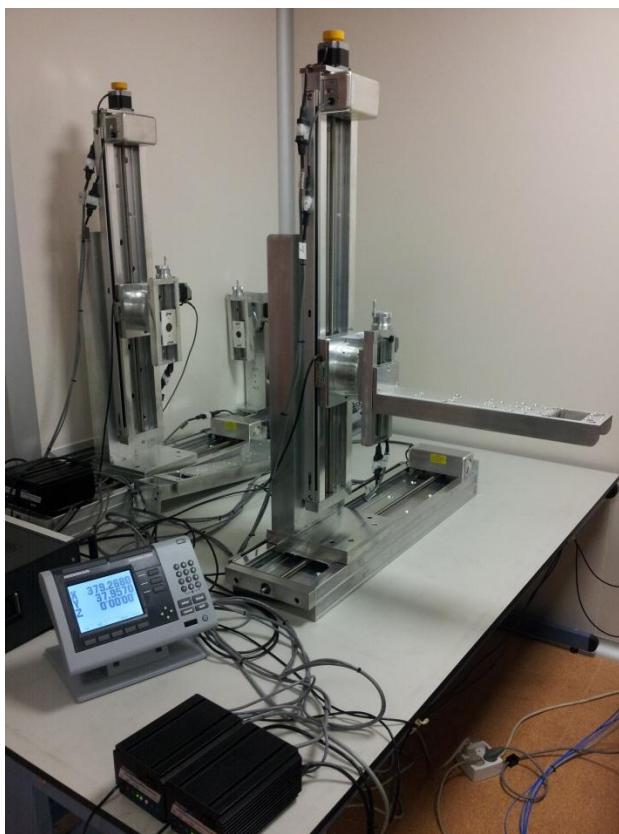


Fig. 7.1.4 Estructura motorizada.

7.2 MEDICIÓN DEL PARÁMETRO S_{11}

Para tomar las medidas del S_{11} basta con conectar la estructura diseñada a uno de los cabezales y elegir en el software la opción de medir el S_{11} . El montaje realizado se puede ver en la siguiente fotografía.

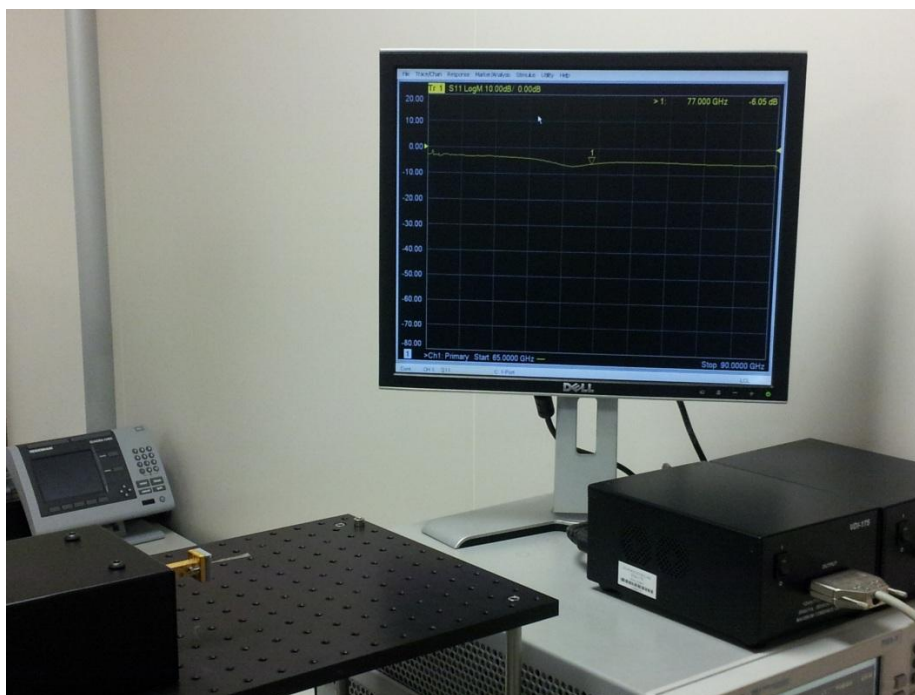


Fig. 7.2.1 Montaje realizado para medir el parámetro S_{11} .

El coeficiente de reflexión (S_{11}) medido es el siguiente:

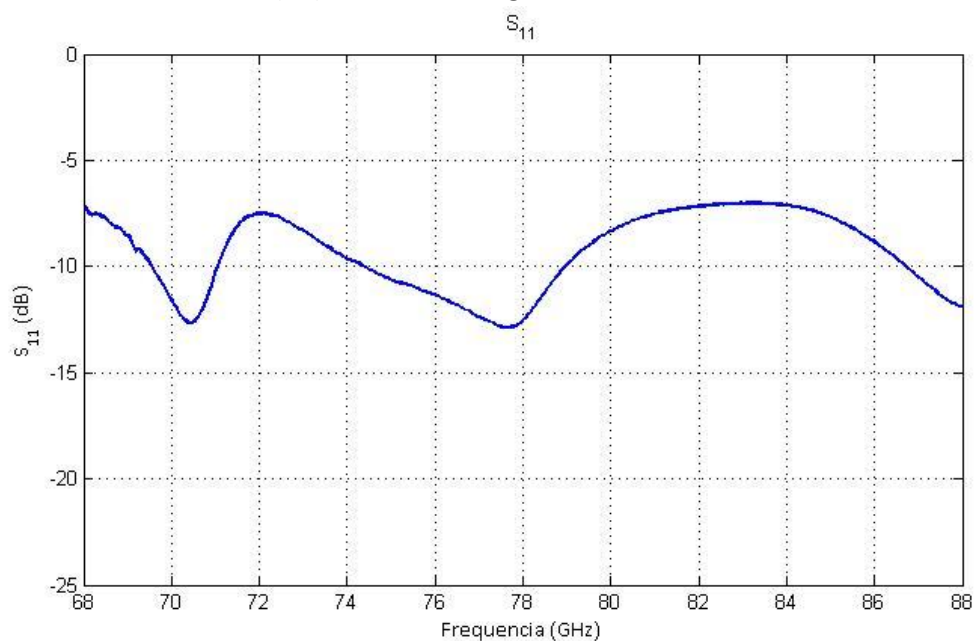


Fig. 7.2.2 S_{11} experimental

Comparando este resultado con el hallado en simulación observamos que en ambos se producen tres mínimos aunque no a las mismas frecuencias, podemos decir que el coeficiente de reflexión medido experimentalmente ha sufrido un desplazamiento de alrededor de 4GHz. Este tipo de desplazamientos frecuenciales son bastante comunes a la hora de realizar medidas reales. La diferencia de valores entre ambas gráficas puede ser debida a las pérdidas introducidas por la antena y por los cables, datos que no se habían tenido en cuenta en a la hora de la simulación.

7.3 MEDICIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Para medir el diagrama de radiación es necesario conectar la antena receptora, en este caso como ya hemos mencionado anteriormente será un trozo de guía terminada en abierto, al otro cabezal. Este segundo cabezal es situado en el brazo de la estructura motorizada. Con la ayuda de dicha estructura la antena receptora será desplazada formando un plano paralelo a la antena en el cuál vamos a realizar las medidas.

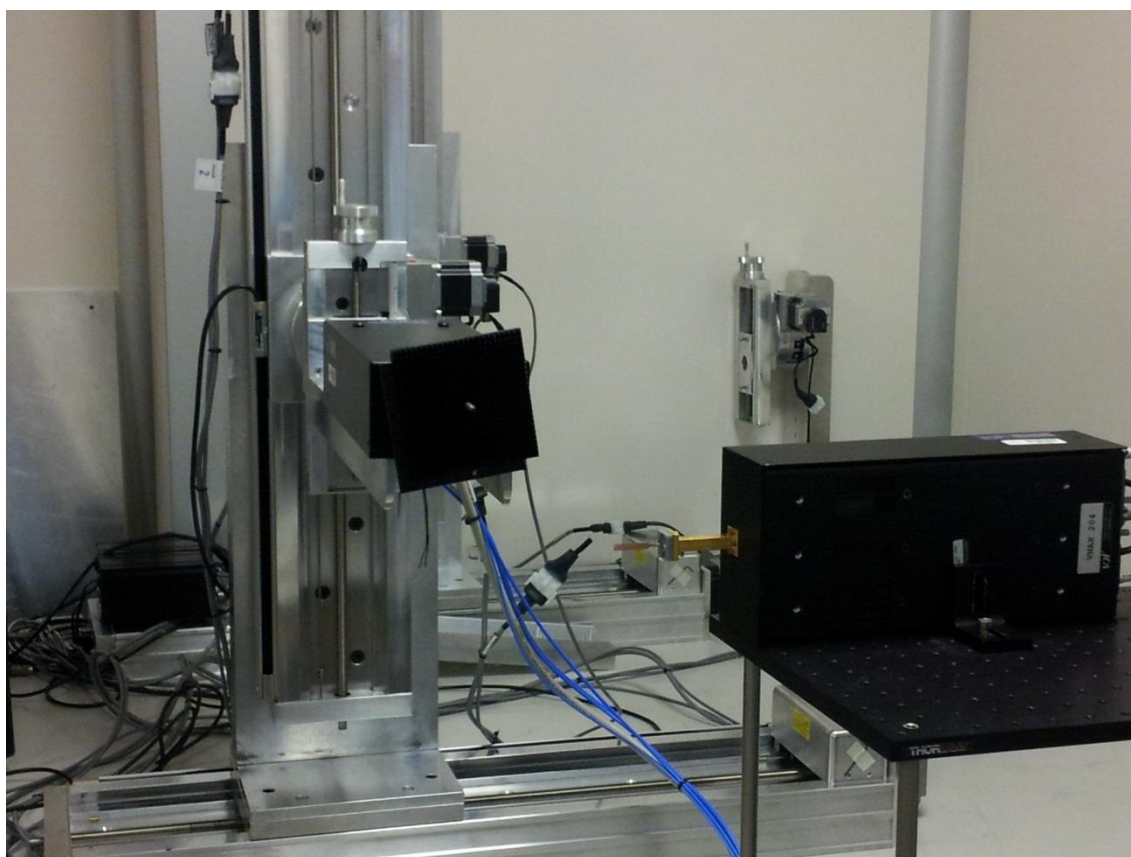


Fig.7.3.1 Montaje para medir el diagrama de radiación.

A la hora de situar la antena receptora debemos tener en cuenta la distancia a la que va a estar de la antena emisora, como vamos a realizar las medidas en campo cercano recurrimos a calcular la

región de Fresnel para conocer el rango de distancias en el que podemos situar la antena receptora.

$$0.6 \left(\frac{D^3}{\lambda} \right)^{1/2} < r < \frac{2D^2}{\lambda}$$

Siendo D el tamaño de la antena y λ la longitud de onda de trabajo, en nuestro caso $D=24,6\text{mm}$ y $\lambda=3,89\text{mm}$

$$0.6 \left(\frac{D^3}{\lambda} \right)^{1/2} < r < \frac{2D^2}{\lambda} \rightarrow 0.6 \left(\frac{(24,6 * 10^{-3})^3}{3,89 * 10^{-3}} \right)^{1/2} < r < \frac{2(24,6 * 10^{-3})^2}{3,89 * 10^{-3}}$$

$$37\text{mm} < r < 310\text{mm}$$

Una vez que ya hemos colocado la antena receptora a una distancia de entre 37 y 310mm de la antena emisora ya podemos proceder a medir el diagrama de radiación en campo cercano.

Obtenido ya el diagrama en campo cercano se realiza una aproximación de este en campo lejano mediante un script de MATLAB. El resultado final obtenido es el siguiente

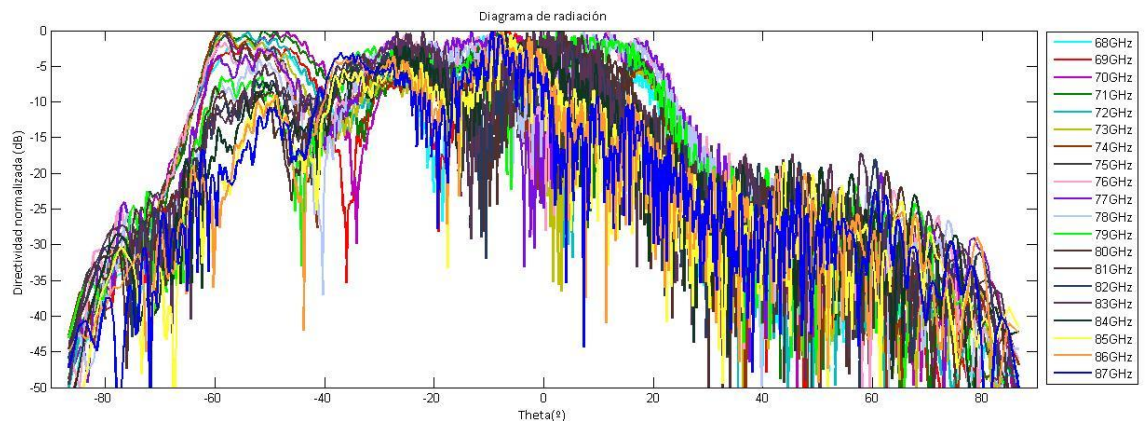


Fig. 7.3.2 Diagrama de radiación medido.

En esta gráfica en coordenadas cartesianas es difícil apreciar si se produce o no el comportamiento deseado, por lo que decidimos calcular los diagramas de radiación para cada frecuencia en coordenadas polares. A continuación mostramos algunos de ellos.

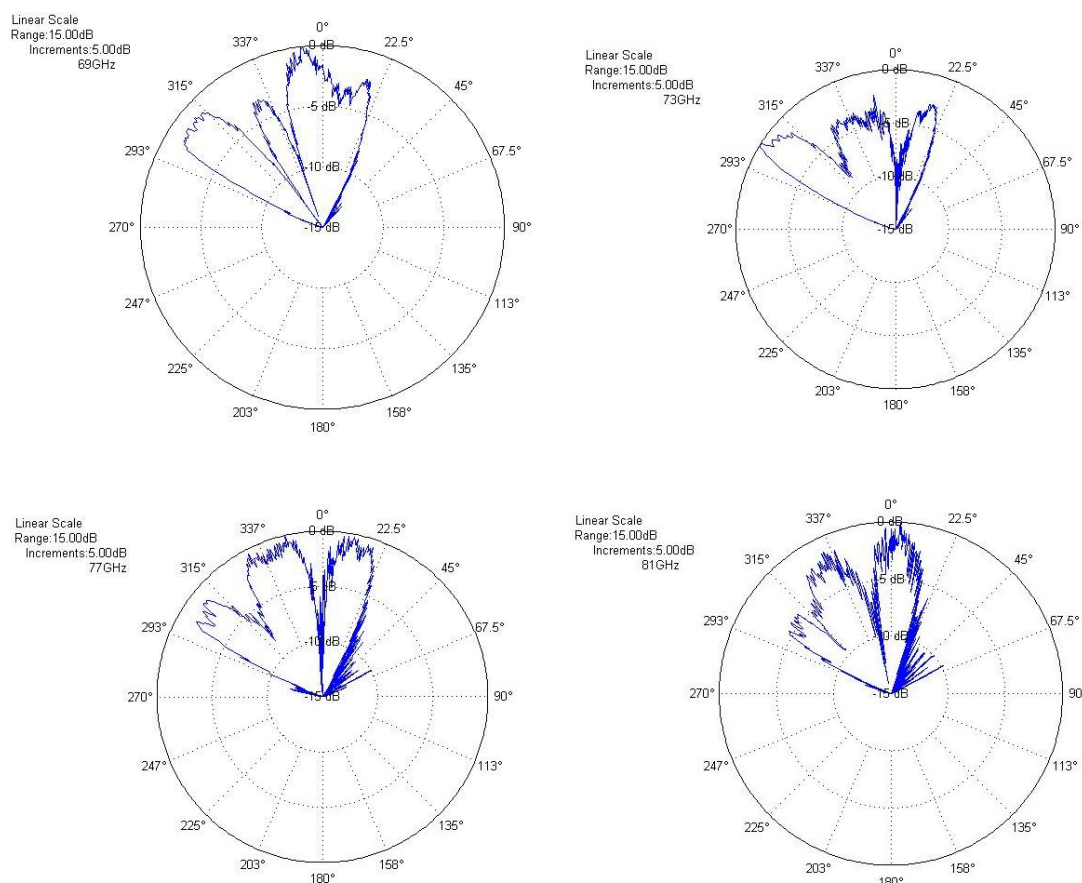


Fig. 7.3.3 Diagramas radiación en coordenadas polares.

El resultado no es el esperado, no se aprecia el barrido espacial en función de la frecuencia, esto puede ser debido tanto a fallos de fabricación de la antena como a que el plano medido no era perfectamente paralelo a la antena emisora ya que esta había sido ligeramente doblada en el proceso de montaje sobre el flange.

CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El objetivo de este proyecto es diseñar un sistema radiante front-end que cubra la banda de 77 a 81GHz con las especificaciones que se requieren para la aplicación de RADAR en UWB en vehículos.

Para lograr dicho objetivo decidimos diseñar una antena de tipo CRLH LW, debido a que las líneas de transmisión CRLH soportan tanto ondas hacia atrás como hacia adelante a altas frecuencias y además en la región de ondas rápidas, este tipo de líneas de transmisión pueden trabajar como antenas LW con la funcionalidad de barrido frecuencial desde direcciones traseras hacia delanteras. Este fenómeno es muy importante en aplicaciones de sistemas de radar que requieren un amplio barrido espacial en función de la frecuencia.

Partiendo de una estructura ya conocida realizamos cambios en la celda unidad, cambios propiciados o bien por el estudio de las diferencias de esta con la celda estudiada en teoría o bien por los resultados obtenidos con la herramienta de simulación HFSS al variar algún parámetro. De esta manera logramos diseñar una antena que cumpla los objetivos fijados al comienzo del proyecto.

El problema surgido llegados a este punto, es cómo alimentar la antena, ya que no existe ningún conector estándar que trabaje a frecuencias tan altas. La solución escogida es alimentar la antena mediante una guía de microondas, para ello diseñamos una antena Yagi- Uda en tecnología microstrip, igual que la antena, cuya función será captar la energía de la guía de microondas y transmitírsela a nuestra antena.

Un punto crítico para alcanzar el éxito del proyecto es la unión de la parte de la alimentación con la parte de la antena, aquí tenemos que tener cuidado de que la energía no se refleje y sea transmitida la mayor cantidad posible, para ello es muy importante el parámetro VSWR que describe cómo de buena es la impedancia de la unión de la antena y la guía. Además debemos tener cuidado de que el flange de la guía no actúe como un plano de masa finito reduciendo así el diagrama de radiación a θ positivos.

Una vez salvados todos estos puntos críticos, hemos conseguido el diseño de una estructura radiante que realiza un barrido de entre 90° y 100° , desde -20° hasta 70° - 80° . El ancho de banda a -3dB es 3.3GHz y el valor medio de la directividad es 10dB.

Para completar el proyecto decidimos construir la estructura radiante y así poder comparar los resultados teóricos con los experimentales.

A la hora de la fabricación han surgido varios factores a tener en cuenta en un futuro para mejorar los resultados logrados. El primer factor es el sustrato elegido, el RT/duroid® 5880, este material es demasiado flexible para esta aplicación, ya que la estructura debe ser introducida en el flange de la guía de microondas. En dicho proceso se han producido alteraciones en su geometría que a su vez afectan a los resultados experimentales medidos. Por otra parte, el segundo factor a mejorar es la propia fabricación de la estructura, debido a que hemos tenido que

trabajar muy cerca de los límites del equipo de fabricación los contornos no han quedado con la calidad y precisión deseada.

En un futuro, sería también interesante cambiar la geometría de la celda unidad de la estructura, una posible celda alternativa con la que también podría ser posible alcanzar unos buenos resultados sería la siguiente,

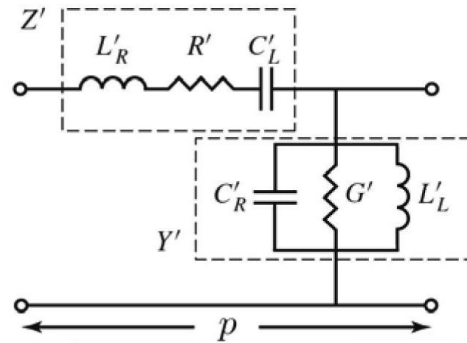


Fig.8.1 Diseño alternativo de una celda unidad CRLH LW.

Esta nueva celda unidad planteada está relacionada con las resistencias de radiación (R, G) y se puede tomar como un desarrollo de la condición de balanceo de la fase de una celda CRLH, pero asociada a la constante de radiación. De esta manera, se lograría una transición suave y continua de la tasa de radiación desde la región frecuencial backfire a endfire. Dicha propuesta permite diseñar celdas unidad CRLH LW mucho más estables, en donde la tasa de radiación es constante en toda la región frecuencial en la cual la onda es rápida [GOM11].

ANEXO I

El software elegido para la realización del diseño de la antena y de su simulación es HFSS.

El software ANSYS HFSS (High Frequency Structural Simulator) es la herramienta de simulación estándar de la industria para la simulación en 3D de campos electromagnéticos de onda completa y es utilizado para el diseño de alta frecuencia [web1].

HFSS ofrece varias tecnologías avanzadas de solvers basadas en el método de elementos finitos o en el método de ecuaciones integrales. Según la simulación que el usuario este realizando puede escoger el tipo de solver más apropiado para ese caso.

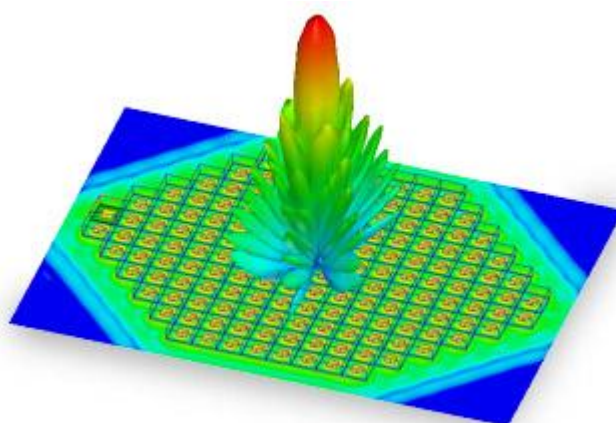


Fig.3.1 Distribución del campo eléctrico con un patrón de radiación de campo lejano simulado con la nueva función de conjunto finito de antenas de HFSS.

HFSS goza de una gran precisión y un rendimiento excelente a la hora de diseñar componentes pasivos incorporados en chips, paquetes de circuitos integrados, interconexiones de circuitos impresos y componentes de alta frecuencia como antenas, componentes de radio frecuencia/microondas y dispositivos biomédicos. Con este software, se pueden extraer parámetros dispersos de la matriz (parámetros S, Y, Z), visualizar campos electromagnéticos en 3D (de campo cercano y de campo lejano) y generar modelos ANSYS Full-Wave SPICE que enlazan con simulaciones de circuitos.

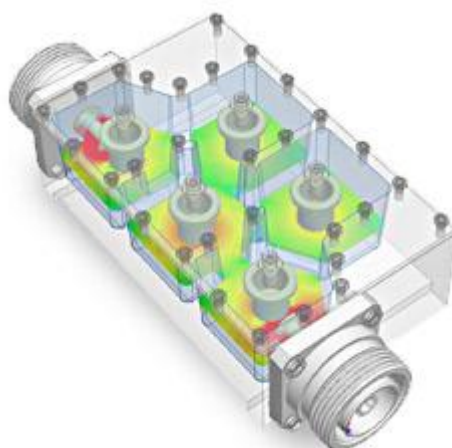


Fig.3.2 Campo eléctrico en un filtro hueco simulado por HFSS

Para lograr el resultado deseado, basta con especificar la geometría y las propiedades del material, del resto se encarga HFSS mediante un proceso de solución automatizado. A partir de estos datos, HFSS generará automáticamente la malla adecuada para solucionar el problema utilizando la tecnología de solución seleccionada.

BIBLIOGRAFÍA

- [BUR06] P.Burghignoli, *Member, IEEE*, G.Lovat, *Member, IEEE*, and D.R.Jackson, *Fellow, IEEE* "Analysis and Optimization of Leaky-Wave Radiation at Broadside From a Class of 1-D Periodic Structures" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.54, Nº9, September 2006
- [CAL04] C.Caloz, C.Allen, and T.Itoh "Unusual Propagation Characteristics in CRLH Structures" Electrical Engineering Department, University of California, Los Angeles, CA 90095, 2004.
- [CAL06] C.Caloz, T.Itoh "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications" John Wiley Sons, 2006.
- [GOM11] J.S.Gómez, M.Martínez, J.A.Lorente, A.Álvarez "Nueva Condición Circuitual para el Diseño de Antenas CRLH LW que presentan una Tasa de Radiación Constante en todo el Espacio" Investigación ETSII, 2011.
- [HAS12] J.Hasch, *Member, IEEE*, E.Topak, R.Schnabel, T.Zwick, *Member, IEEE*, R.Weigel, *Fellow, IEEE*, and C.Waldschmidt "Millimeter-Wave Technology for automotive Radar Sensors in the 11GHz Frequency Band" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.60, Nº3, March 2012.
- [LIM04] S.Lim, C.Caloz and T.Itoh "Electronically-controlled Metamaterial-Bases Transmission Line as a continuous-Scanning Leaky-Wave Antenna" Electrical engineering Department, University of California, Los Angeles, CA, 90095, USA, 2004.
- [MAT05] S.Matsuzawa, K.Sato, A.Sanada, H.Kubo, and S.Aso "Left-Handed Leaky Wave Antenna for Millimeter-Wave Applications", 2005.
- [MAT06a] S.Matsuzawa, K.Sato, *Members*, Y.Inoue and T. Nomura, *Nonmembers* "W-Band steerable Composite Right/Left-Handed Leaky Wave Antenna for Automotive Applications". IEICE Trans.Electron., Vol.E89-C, Nº 9, September 2006.
- [MAT06b] S.Matsuzawa, K.Sato, Y.Inoe and T.Nomura "Steerable composite Right/Left Handed Leaky Wave Antenna for Automotive Radar Applications" Proceedings of the 36th European Microwave Conference, 2006.
- [MAT06c] S.Matsuzawa, K.Sato, A.Sanada, H.Kubo, and S.Aso "Automotive Radar antenna Application Using Balanced composite Right/Left-Handed Metamaterials", 2006.
- [NEC04] D.Neculoiu, P.Pons, M.Saadaoui, L.Bary, D.Vasilache, K.Grenier, D.Dubuc, A.Muller and R.Plana "Membrane supported Yagi-Uda antennae for millimeter-wave applications" IEEE Proc.-Microw.Antennas Propag., Vol.151, Nº4. August 2004.

- [NEC05] D.Neculoiu, D.Vasilache, I.Petrini, C.Builescu, R.Plana, P.Pons, L.Bary, M.Saadaoui, A.Muller "Membrane Supported 77GHz Yagi-Uda Antennae: Design and Experiment" 0-7803-9214-0/05/\$20.00 © 2005 IEEE.
- [POZ98] D.M. Pozar "Microwave Engineering" 2nd Edition, John Wiley Sons, 1998.
- [OLI07] A.A.Oliner, D.R.Jackson "Leaky-Wave Antennas" Antenna Engineering Handbook, 4th Edition, Chapter 11, 2007.
- [SAS06] Y.Sasaki, A.Sanada, and H.Kubo "Slotted Composite Right/Left-Handed Strip Lines for Leaky Wave Antenna Applications" " Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006.
- [SAT06a] K.Sato, S.Matsuzawa, Y.Inoue and T.Nomura "Electronically scanned left-handed leaky wave antenna for millimeter-wave automotive applications" Toyota Central Research & Development Labs., Inc, 2006.
- [SAT06b] K.Sato, S.Matsuzawa, and Y.Inoue "Composite Right/Left-Handed Leaky Wave Antenna for Millimeter-Wave Automotive Applications" Toyota Central Research and Development Laboratories, Inc., Nagakute, 480-1192, Japan, 2006.
- [SAT07a] K. Sato "Metamaterials and Automotive Applications" Special Issue Metamaterials and Automotive Applications, R&D Review of Toyota CRLD, Vol.41, Nº4, 2007.
- [SAT07b] K.Sato, S.H.Yonak, T.Nomura, S.Matsuzawa, and H.Iizuka "Metamaterials for Automotive Applications" Toyota, 2007.
- [TOK03] S.Tokoro, K.Kuroda, A.Kawakubo, K.Fujita, H.Fujinami "Electronically Scanned Millimeter-wave Radar for Pre-Crash Safety and Adaptive Cruise Control System" Toyota Motor Corporation, 2003.
- [web1] www.ansys.com/ANSYSIberia
- [web2] www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidedimensions.cfm
- [web3] www.flann.com/Products_Home/Components/FmiCat07108119.pdf
- [web4] www.hkgroup.com.sg/products/protolaser-200/
- [web5] www.lpkfusa.com/protomat/h100.htm
- [web6] www.rogerscorp.com/acm/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx
- [web7] <http://www.icmm.csic.es/fis/espa/sputtering.html>
- [web8] www.quorumtech.com/products/sputter-coaters-sem-carbon-coaters/q150t-turbo-pumped-sputter-coater-carbon-coater.html

